Свед

ЦЕНТРАЛЬНЫЙ ОТРАСЛЕВОЙ ОРГАН
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ
„ЭКОС“

ТЕХНИКА СРЕДСТВ СВЯЗИ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ
СБОРНИК

СЕРИЯ

ВНУТРИОБЪЕКТОВАЯ СВЯЗЬ

ВЫПУСК 2

МОСКВА—1983

Центральный отраслевой орган научно-технической информации
«ЭКОС»

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Серия ВНУТРИОБЪЕКТОВАЯ СВЯЗЬ Выпуск 2

Москва 1983

Главный редактор
Довченко Н. К.

Редакционная коллегия:

Алексенко А. Г.,
Богданкевич О. В.,
Бегиашвили Г. А.,
Дианов Е. М.,
Игнатов В. И.,
Канцырев В. Л.,
Ковешников В. П. (отв. секретарь),
Ламекин В. Ф. (зам. гл. редактора),
Маслов В. Н.,
Морозов В. Н.,
Попов Ю. М.,
Проклов В. В.,
Смирнов В. А.,
Темирханов Т. Э.,

Содержание

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАЗРАБОТКИ

Гуляев Ю. В., Проклов В. В., Шкердин Г. Н., Антонов С. Н. Новые акустооптические эффекты в твердых телах 3

Дойников А. Д., Новиков С. А., Харитонов В. Х., Чугреев О. С. Двухполюсная кольцевая сеть связи с аппаратно-программной реализацией . . . 18

Полутин В. С., Ламекин В. Ф. Повышение эффективности статистического анализа и оптимизации интегральных схем аналитическими методами . . 26

Немировский М. Л., Игнатов В. И., Ковешников В. П. Методика аппроксимации оптимальной АЧХ электроакустического тракта 31

Дмитриев С. А., Фунтиков М. В. Метод расчета допустимых потерь в аналоговых ВОЛС . . . 35

Котович Г. Н., Ламекин В. Ф. Особенности построения низкоскоростных кодеков с дельта-модуляцией 41

Ковешников В. П. Использование ортогональных сигналов в устройствах многопрограммного вещания 56

Ковешников В. П. Оценка допустимого разброса параметров элементов электроакустического тракта 64

Ламекин В. Ф. Сопоставление цифровых ВОСС со звездообразной и кольцевой структурами для внутриобъектовой связи 73

Ламекин В. Ф. Теоретические основы проектирования быстродействующих операционных усилителей 78

Засовин Э. А., Захаренко А. К., Кулаков Е. В., Сычугов В. А. Выбор оптимального спектрального диапазона и режима работы ССС по критерию наименьших затрат энергии на передачу информации 87

Дмитриев С. А., Ефремов Н. И., Ефремова Г. А. Скиба В. П. Методы соединения одномодовых волоконных световодов и канальных интегрально-оптических волноводов (современное состояние и основные достижения) 91

ТЕХНОЛОГИЯ И МАТЕРИАЛЫ

Дмитриев С. А., Ефремова Г. А., Ефремов Н. И., Королев А. С., Скиба В. П. Технологические особенности изготовления оптических волноводов в плавленном кварце методом ионной имплантации 103

Дмитриев С. А., Ефремова Г. А., Ефремов Н. И., Королев А. С., Скиба В. П. Применение ионной имплантации для изготовления волноводов в $LiNbO_3$ 107

Васильев В. Е., Пронин Г. И., Ларин Ю. Т., Шахназаров Ю. Г. Опыт разработки и изготовления волоконно-оптических кабелей на технологическом оборудовании кабельных заводов 113

Фролов Л. Б., Канцырева Т. А., Волкова И. Я. Применение ЭВМ для анализа структурных изменений продукции в производственной программе предприятия 117

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА

Деревянко С. Н., Малаховский А. С. Модульная микро-ЭВМ для АВСК ПО 123

Гончаров И. Г., Кротенок Э. В., Тарасова А. П. Использование микролинз для согласования излучения полупроводникового лазера с волоконным световодом 128

Шмелев К. Д. Стабилизация оптических параметров полупроводниковых лазеров 134

Полутин В. С. Малосигнальная модель входной цепи биполярного транзистора с учетом эффектов Кирка, модуляции проводимости и оттеснения тока эмиттера 141

Горбатов Н. А., Вилисов А. А., Желудков В. М., Охманович К. Б. Светодиод для внутриобъектовых ВОЛС 154

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

Матюшечкин Н. А., Шакуров А. Б. Расчет оптимальных размеров фокона 161

Алахов Е. К., Шишигин Р. В. Автоматизация и стабилизация режима транзисторного автодина . . 164

© ЦЕНТРАЛЬНЫЙ ОТРАСЛЕВОЙ ОРГАН НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ «ЭКОС» (ЦООНТИ «ЭКОС»)

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАЗРАБОТКИ

УДК 534.86

Член.-корр. АН СССР **Ю. В. Гуляев**,
доктор физ.-мат. наук **В. В. Проклов**,
канд. физ.-мат. наук **Г. Н. Шкердин**,
С. Н. Антонов

НОВЫЕ АКУСТООПТИЧЕСКИЕ ЭФФЕКТЫ В ТВЕРДЫХ ТЕЛАХ

Часть II. Экспериментальные исследования некоторых новых акустооптических эффектов

Приводятся результаты экспериментального исследования акустооптического взаимодействия в твердых телах. Описываются некоторые новые акустооптические эффекты.

Известно, что в конденсированной среде из-за зависимости поляризуемости связанных или свободных электронов (в твердом теле, соответственно, решеточной или электронной поляризуемости) может происходить эффективное акустооптическое (АО) взаимодействие [1, 2]. Одним из наиболее интересных и изученных акустооптических явлений является дифракция света на звуке, которая возникает при условии фазового синхронизма волн света и звука. В ряде веществ АО взаимодействие является достаточно сильным, так что при сравнительно невысокой интенсивности звука (до 1 Вт/см^2) даже на малых размерах области взаимодействия (до 1 см) свет может полностью продифрагировать, изменив частоту и направление своего распространения. Хотя в акустооптике проведено множество исследований, посвященных экспериментальному изучению явления дифракции света на звуке, до последнего времени особым эффектам при сильном АО взаимодействии уделялось относительно мало внимания. Среди наиболее интересных явлений такого рода можно отметить два следующих: эффект модификации углового спектра дифрагированного света и эффект скачкообразного изменения фазы прошедшего света. В обоих случаях исследовалось АО взаимодействие на медленной сдвиговой волне в монокристаллах парателлурита (TeO_2), уникальные упругооптические свойства которого позволяют реализовать сильное АО взаимодействие при легко достижимых величинах интенсивности ультразвуковых волн и без заметного проявления нежелательных тепловых эффектов.

С помощью специально развитой экспериментальной АО методики впервые получены [3] данные о зависимости углового спектра дифрагированного света от мощности звука в режиме брегговской дифракции в области так называемой «фазовой перемодуляции» (когда индекс фазовой модуляции света звуком $V=\Delta n K_0 d$ превышает порог $V_0 \simeq \Pi$, при котором плоская световая волна полностью дифрагирует [4]. Для силь-

норасходящегося падающего света типичное угловое распределение дифрагированного луча при различных значениях акустической мощности представлено на рис. 1. Там же для сравнения даны теоретические угловые зависимости, рассчитанные для условий эксперимента по формуле [5]

$$\frac{I_1}{I_0}(\Delta\theta,\ \tilde{W}) = K\tilde{W}^2 \frac{\sin^2 \frac{\Pi L}{\Lambda} \sqrt{\tilde{W}_2 + \Delta\theta^2}}{\tilde{W}^2 + \Delta\theta^2}, \qquad (1)$$

где I_1 и I_0 — интенсивности дифрагированного и падающего света, соответственно;

$\Delta\theta = \theta - \theta_б$ (θ — угол падения рассматриваемой компоненты света на УЗВ, $\theta_б$ — брэгговский угол);

K — коэффициент пропорциональности;

L — длина преобразователя;

Λ — длина УЗВ;

$\tilde{W} = \frac{\Lambda}{\lambda} \sqrt{\frac{PM_2}{2LH}}$ — параметр звуковой мощности;

P — мощность УЗВ;

H — высота преобразователя.

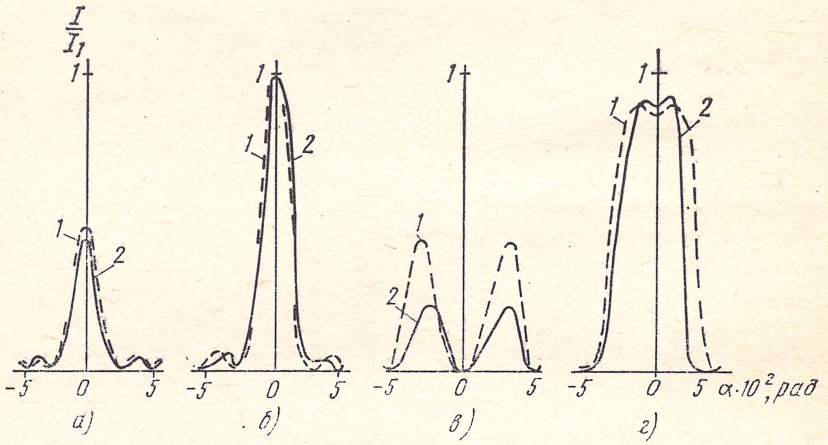


Рис. 1. Угловые зависимости относительной интенсивности дифрагированного света для различных значений $\tilde{W}$ и соответствующих значений интенсивности звука (в скобках) на частоте 25 МГц:

а — $\tilde{W} = 0{,}1 \cdot 10^{-2}$ (0,09 Вт/см²); *б* — $\tilde{W} = 0{,}25 \cdot 10^{-2}$ (Л, 5 Вт/см²); *в* — $\tilde{W} = 0{,}5 \cdot 10^{-2}$ (2 Вт/см²); *г* — $\tilde{W} = 0{,}7 \cdot 10^{-2}$ (3,8 Вт/см²);
1 — теоретические; *2* — экспериментальные

Привязка экспериментальных зависимостей к теоретическим осуществлялась в одной точке: при значении акустической мощности в эксперименте и параметра мощности $\tilde{W}$ в теории, для которых при точно брэгговском падении света ($\Delta\theta = 0$) эффективность дифракции как функция мощности впервые достигает максимума. Как видно из рис. 1, при всех значениях $\tilde{W}$, в том числе при $\tilde{W} \geqslant \frac{\Lambda}{2L}$, имеется удовлетворительное согласие экспериментальных и теоретических результатов, причем при определенных $\tilde{W}$ наблюдается существенное угловое уши-

рение дифрагированного света — до 2,5 раза (рис. 1,г). При $\tilde{W} < \frac{\Lambda}{2L}$ форма наблюдаемого углового распределения (положение нулей и боковых максимумов) не зависит от $\tilde{W}$ и совпадает с диаграммой направленности преобразователя. Рассматриваемое угловое уширение физически объясняется увеличением размазки продольной компоненты волнового вектора света при сильном акустооптическом взаимодействии (в диапазоне больших значений параметра $\tilde{W}$) из-за быстрой параметрической перекачки падающего света в дифрагированный.

Как следует из формулы (1) и рис. 1, при значениях параметра $\tilde{W} = \tilde{W}_m = \frac{\Lambda}{2L}(2m+1)$, где m — целое число, эффективная брэгговская дифракция (с эффективностью, близкой к 100%) происходит в диапазоне углов падения, значительно (в несколько раз) превышающем обычный диапазон углов, характерный для АО взаимодействия при малой мощности звука, который, как известно, обусловлен и определяется конечной расходимостью звука. Этот эффект, очевидно, может быть использован либо для увеличения широкополосности АО устройств, либо для быстрой перестройки диаграммы направленности оптического излучения. Ясно также, что эффекты преобразования пространственных спектров света при сильном акустооптическом взаимодействии должны учитываться при изучении нелинейных АО взаимодействий, протекающих при больших значениях интенсивности звука.

Первые измерения зависимости фазы и амплитуды прошедшего света от интенсивности звука осуществлены авторами по специальной интерференционной методике, в которой измерения не чувствительны к изменению амплитуды света. Типичные результаты зависимости сдвига фазы прошедшего света $\Delta\varphi$ и его интенсивности $I_{пр}$ от $\sqrt{W}$, где W — интенсивность звука при условии синхронного АО взаимодействия (когда угол падения света на звук равен брэгговскому) представлены на рис. 2. С ростом интенсивности звуковой волны, как и обычно при брэг-

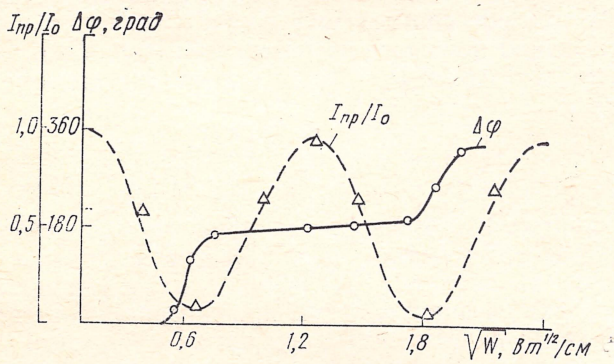


Рис. 2. Зависимости сдвига фазы $\Delta\varphi$ и интенсивности прошедшего света I_0 через кристалл TeO_2 от относительной амплитуды акустической волны

говской дифракции [2], прошедший свет (нулевой дифракционный порядок) периодически ослабляется, что, как известно, связано с почти полной перекачкой света в дифракционные порядки (в данном случае в единственный + 1-й порядок, в котором специальные измерения показали соответствующее увеличение интенсивности). Видно также, что

при определенных значениях интенсивности звука фаза прошедшего света $\Delta\varphi$ претерпевает достаточно резкие скачки на величину порядка $+180°$. Эти скачки происходят при условии наиболее сильного ослабления прошедшего света (в области минимумов функции $I_{\text{пр}}\ (W/I_0)$.

Согласно теории [6], учитывающей изменения фазы прошедшего света из-за эффектов вторичного рассеяния, аналогичное поведение фазы света с резкими скачками на величину $+180°$ также должно происходить в области интенсивностей звука, обеспечивающих почти полную перекачку падающего света в дифракционные порядки. Отличие измеренной дифракционной эффективности от 100% ($I_{\text{пр min}} \neq 0$) и не слишком резкие скачки фазы, особенно в области второго минимума $I_{\text{пр}}\ (W)$, вероятно, связаны с неидентичностью угловых спектров взаимодействующих волн света и звука, один из которых, как было описано выше, может к тому же зависеть от интенсивности звука. Исследования зависимостей $\Delta\varphi$ от угловой и частотной расстроек АО синхронизма, выполненные в широкой области изменений W, также показали удовлетворительное согласие эксперимента с теорией фазовых скачков в прошедшем свете из-за вторичного рассеяния.

Во всех рассмотренных случаях предполагалось, что интенсивность звуковой волны задана и не изменяется в процессе АО взаимодействия. Однако, как следует из теории, при элементарных актах АО взаимодействия присходит поглощение или излучение квантов звуковой волны, т. е. звуковая волна, вообще говоря, меняет свою интенсивность в процессе АО взаимодействия. Действительно, в брэгговском режиме прирост мощности звука ΔP_s вследствие АО взаимодействия, как это следует из соотношения Мэнли-Роу, имеет следующий вид:

$$\Delta P_s = \pm (\Omega/\omega) P_1,$$

где P_1 — мощность дифракционного порядка (знак «плюс» соответствует стоксовой дифракции, когда фононы в процессе АО взаимодействия испускаются, т. е. дифракционный порядок имеет частоту $\omega-\Omega$, а знак «минус» — антистоксовой дифракции, когда фононы в процессе АО взаимодействия поглощаются, т. е. дифракционный порядок имеет частоту $\omega+\Omega$). Данное соотношение справедливо в стационарном случае в пренебрежении поглощением света и звука в объеме кристалла. В предложении, что $\Delta P_s \ll P_s$ (где P_s входная мощность звука), и при $\eta \ll 1$ имеем

$$\Delta P_s = \pm \frac{\Omega}{\omega} \frac{\Pi^2}{2} \frac{M_2 P_s P_0 d^2}{b H \lambda_0^2}, \qquad (2)$$

где b и H — ширина и высота фронта акустической волны, соответственно; P_0 — падающая мощность электромагнитной волны.

Из (2) видно, что величина $\Delta P_s \sim P_s P_0$, т. е. рассматриваемый эффект может оказаться значительным при дифракции мощного лазерного излучения, когда величина ΔP_s сравнима с P_s, при этом характер АО взаимодействия заметно меняется. Для строгого рассмотрения данной задачи необходимо решать уравнения Максвелла и уравнения распространения звука с определенными граничными начальными условиями [7].

Результаты такого строгого теоретического расчета [8] подтверждены экспериментами [9, 10]. В экспериментах [9] использовались образцы TeO_2 с размерами $5\times7\times13$ мм^3 вдоль кристаллографических направлений [110, 001 и 110], соответственно. Медленная сдвиговая акустическая волна с частотой $f_s = 145$ МГц, распространяющаяся вдоль на-

правления [110], резонансно рассеивала свет твердотельного лазера с длиной волны 1,06 мкм. На рис. 3 представлены экспериментальные результаты по зависимости средней интенсивности дифрагированного света W_D, отнесенной к интенсивности падающего света W_n, от величины интенсивности падающего света. Эффективность дифракции была постоянной и не зависящей от W_n при $W_n \ll 1$ МВт/см и составила величину $\eta \simeq 1\%$. Результаты эксперимента при $W_n \simeq 150$ МВт/см показали увеличение эффективности дифракций в 1,5 раза по отношению к случаю малой интенсивности света (при $W_n \ll 1$ МВт/см^2). Перед порогом разрушения (~ 200 МВт/см^2) эффективность дифракции увеличилась приблизительно в 1,8 раза. Согласно выражению (10) [7], при нестационарном режиме дифракции, $\eta \simeq \eta_0 I_1 (2\sqrt{a v_s t_u b})$

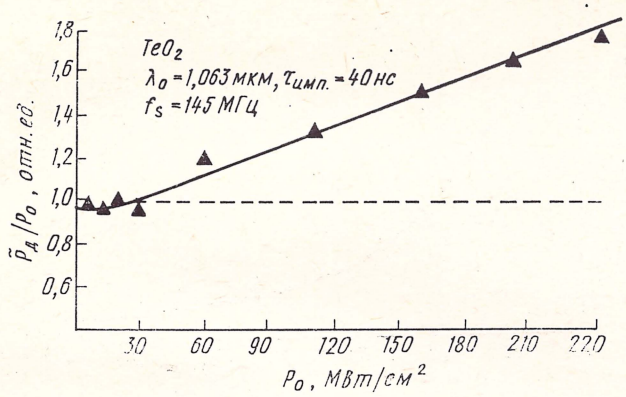


Рис. 3. Зависимость дифракционной эффективности АО взаимодействия в TeO_2 от интенсивности падающего света при:
$\lambda_{св} = 1{,}06$ мкм, $\tau_{имп} = 40$ нс, $f_{повт} = 0{,}2$ Гц, $f_{зв} = 145$ МГц (сдвиговая волна)

Используя данные, соответствующие условиям эксперимента ($\sqrt{\varepsilon} \simeq 2{,}3$; $M_2 = 1200 \cdot 10^{-18}$ с^3/г; $W_{пор} = 40$ кВт/см^2; $\lambda_0 = 1{,}06$ мкм; $\Omega = 9{,}1 \cdot 10^8$ с$^{-1}$; $t_и = 4 \cdot 10^{-8}$ с), получаем, что $\eta \simeq 1{,}4\,\eta_0$ при $W \simeq 150$ МВт/см^2, что находится в удовлетворительном согласии с результатами эксперимента.

Таким образом, стимулированное АО взаимодействие может найти применение в АО устройствах управления мощным излучением при помощи относительно маломощной звуковой волны, которая сама в процессе АО взаимодействия может усиливаться.

Из физики акустооптических явлений следует [7], что дифракционная эффективность при АО взаимодействии на эффекте решеточной фотоупругости уменьшается с увеличением длины волны излучения $\left(\eta \sim \frac{1}{\lambda^2}\right)$. Поэтому, несмотря на то, что фотоупругость многих материалов позволяет в видимом и ближнем ИК диапазонах света создавать АО устройства с высокой эффективностью, задача создания аналогичных устройств управления излучением в дальнем ИК и тем более субмиллиметровом диапазонах волн теми же средствами становится невыполнимой. В работах [11—13] показано, что в этих условиях перспективным является использование взаимодействия электромагнитного излучения с волнами пространственного заряда, сопровождающими звук в проводящих кристаллах. Особенно сильным этот эффект становится

в пьезополупроводниках, где акустические пьезоактивные волны эффективно создают волны электронной плотности, а собственная частота электронной плазмы приближается к частоте излучения ($\omega_{пл} \leqslant \omega_0$). Именно поэтому впервые эффект дифракции света на волнах электронной плотности наблюдался в пьезополупроводниковом кристалле CdS (на длине волны 10,6 мкм) [13], а позже также в пьезополупроводнике *n—InSb* в области субмиллиметров достигнута наиболее высокая эффективность такой дифракции [14, 15]. В охлажденном до температуры жидкого азота (78 К) кристалле *n—InSb* с концентрацией электронов $n_0 \simeq 3 \cdot 10^{12}$ см$^{-3}$ и подвижностью $\mu \simeq 3 \cdot 10^5$ см/с в диапазоне длин волн излучения 0,5—1 мм эффективность электронной дифракционной решетки может достигать почти 60% при управляющей акустической мощности в несколько ватт (рис. 4).

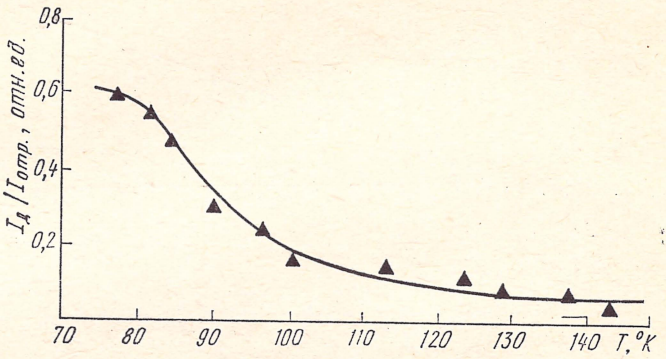


Рис. 4. Зависимость дифракционной эффективности от температуры при $\lambda_0 = 0{,}7$ мм, $W_s = 10$ Вт/см^2

Это показывает реальную возможность создания в области субмиллиметров эффективных дифракционных устройств управления излучением и обработки информации, аналогичных широко используемым АО устройствам оптического диапазона (модуляторов, дефлекторов, сдвигателей частоты, расщепителей, оптических фильтров, спектроанализаторов сигналов и т. п.).

В Институте радиотехники и электроники (ИРЭ) АН СССР на основе эффекта дифракции электромагнитного излучения на волне электронной плотности в кристалле *n—InSb* разработан быстроперестраиваемый фильтр субмиллиметрового излучения. Устройство включает в себя охлаждаемый кристалл размерами $10 \times 10 \times 15$ мм^3, вдоль длинной стороны которого, ориентированной по направлению [110], распространяется сдвиговая пьезоактивная акустическая волна с интенсивностью около 10 вт/см (рис. 5). Генерация звука создается полуволновой пластиной на $LiNbO_3$ в диапазоне частот 20—30 МГц. Равновесная концентрация и подвижность свободных электронов при $T = 78$ К равны соответственно $3 \cdot 10^{12}$ см$^{-3}$ и $3 \cdot 10^5$ см^2/В.

В устройстве используется коллинеарная дифракция излучения на встречном звуке, так что дифрагированное излучение направлено противоположно падающему. В области температур 78—150 К электронное (и решеточное) затухание звука на длине кристалла пренебрежимо мало, так как выполняется условие $\Omega\tau_м \ll 1$ ($\tau_м$ — максвелловское время релаксации). Затухание излучения в кристалле при температуре 78 К практически постоянно $\alpha \simeq 0{,}5$ см$^{-1}$ в области частот $\nu \simeq 10$—

25 $см^{-1}$. Эффективность дифракции в указанной области частот при условии синхронизма волн света и звука (т. е. при подстройке частоты звука на разных длинах волн излучения) была постоянной, так как выполнялись условия $\omega_1 < \omega < \omega_2$ [7]. Величина эффективности дифракции при $T = 78$ К была максимальной ($\eta_{78} \simeq 0{,}6$) и убывала с ростом температуры (см. рис. 4) в соответствии с ростом концентрации свободных

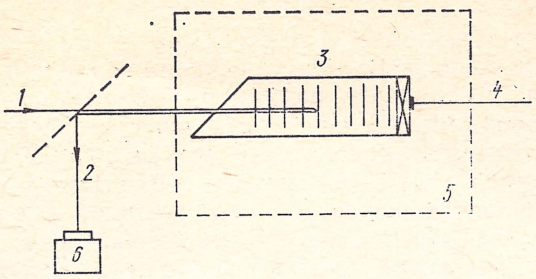


Рис. 5. Схема перестраиваемого АО-фильтра субмиллиметрового излучения:
1 — падающее излучение; *2* — дифрагированное излучение; *3* — кристалл; *4* — управляющий электрический сигнал с перестраиваемой частотой; *5* — термостат; *6* — приемник излучения

электронов. Разрешение фильтра (острота настройки на дифракционный максимум) составило величину около 0,01 $см^{-1}$ в диапазоне перестройки $\nu \simeq 10$—15 $см^{-1}$, причем быстродействие перестройки в любой части диапазона не превышало 5 мкс.

В интегральной акустооптике одним из наиболее интересных результатов последнего времени можно считать обнаружение новых интересных угловых и поляризационных эффектов коллинеарного АО взаимодействия, обусловленных оптической анизотропией планарных волноводов [16]. Известно [17], что при коллинеарном распространении волноводных оптических мод с поверхностной акустической волной (ПАВ) может происходить излучение света в подложку (рис. 6). Угол выхода

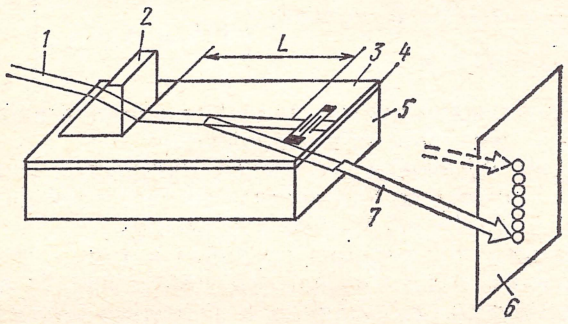


Рис. 6. Схема наблюдения коллинеарного АО взаимодействия в изотропном планарном волноводе:
1 — входной пучок; *2* — призма; *3* — преобразователь ПАВ; *4* — оптический волновод с показателем преломления n_1; *5* — изотропная подложка с показателем преломления n_2; *6* — экран; *7*—отклоненный оптический пучок

света в подложку θ определяется при этом законом сохранения импульса, который можно представить в изотропном случае в виде:

$$\beta_m - q = K_0 n_0 \cos\theta, \qquad (3)$$

где $\beta_m = K_0 n_{eff\,(m)}$ — константа распространения m-ой волноводной моды;

$K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ — волновой вектор света в вакууме;

q — волновой вектор ПАВ;

n_0 — показатель преломления подложки.

В анизотропном волноводе, например, в широко используемом диффузионном волноводе из $LiNbO_3$ Y-среза ввиду существенного различия в величинах констант распространения для TE_m и TM_m волноводных мод и существования двух собственных объемных волн в подложке (обыкновенной и необыкновенной) коллинеарное АО взаимодействие может приводить к более разнообразным резонансным переходам, сопровождающимся излучением света в подложку. Действительно, при взаимодействии TE_m и TM_m мод с ПАВ в оптически одноосном волноводе (в плоскости ортогональной оптической оси) законы сохранения имеют следующий вид:

для TE — моды:

$$\left.\begin{array}{l}\left.\begin{array}{l}\beta_{TE_0} - q(f) = K_0 n_e \cos\theta_1 \\ \omega_{TE_0} - \Omega = \omega_1\end{array}\right\} TE_0 \to TE^-_{изл}; \\ \left.\begin{array}{l}\beta_{TE_0} - q(f) = K_0 n_0 \cos\theta_1 \\ \omega_{TE_0} - \Omega = \omega_2\end{array}\right\} TE_0 \to TM^-_{изл}; \\ \left.\begin{array}{l}\beta_{TE_0} + q(f) = K_0 n_0 \cos\theta_3 \\ \omega_{TE_0} + \Omega = \omega_3\end{array}\right\} TE_0 \to TM^+_{изл},\end{array}\right\} \qquad (4)$$

для TM — моды:

$$\left.\begin{array}{l}\left.\begin{array}{l}\beta_{TM_0} - q(f) = K_0 n_0 \cos\theta_4 \\ \omega_{TM_0} - \Omega = \omega_4\end{array}\right\} TM_0 \to TM^-_{изл}; \\ \left.\begin{array}{l}\beta_{TM_0} - q(f) = K_0 n_e \cos\theta_5 \\ \omega_{TM_0} - \Omega = \omega_3\end{array}\right\} TM_0 \to TM^-_{изл},\end{array}\right\} \qquad (5)$$

где n_0 и n_e — показатели преломления обыкновенной и необыкновенной волн в подложке;

$TE_{изл}$ и $TM_{изл}$ — обозначения объемных оптических волн с поляризациями в плоскостях, соответствующих поляризациям TE и TM волноводных мод.

Таким образом, анизотропия приводит к тому, что в результате АО взаимодействия в общем случае (см. также рис. 7) одна волноводная мода преобразуется не в одну, а в несколько объемных волн (для TE моды до 3-х лучей) с различными поляризациями и углами выхода. Возможность выбора условий (типа моды и диапазона частот), при которых происходит излучение в подложку только одного луча с ортогональной к исходной плоскостью поляризации, очевидно, представляется интересной для использования в соответствующих коллинеарных АО спектроанализаторах, где поляризационная отсечка «фона» может увеличить динамический диапазон устройств. Кроме того, как показано в

[16, 18], измерение характерных частот, при которых из-за анизотропии АО взаимодействия возникают (исчезают) соответствующие объемные волны (рис. 8), обеспечивает новый простой и точный метод определения параметров волновода — эффективных показателей преломления для различных волноводных мод.

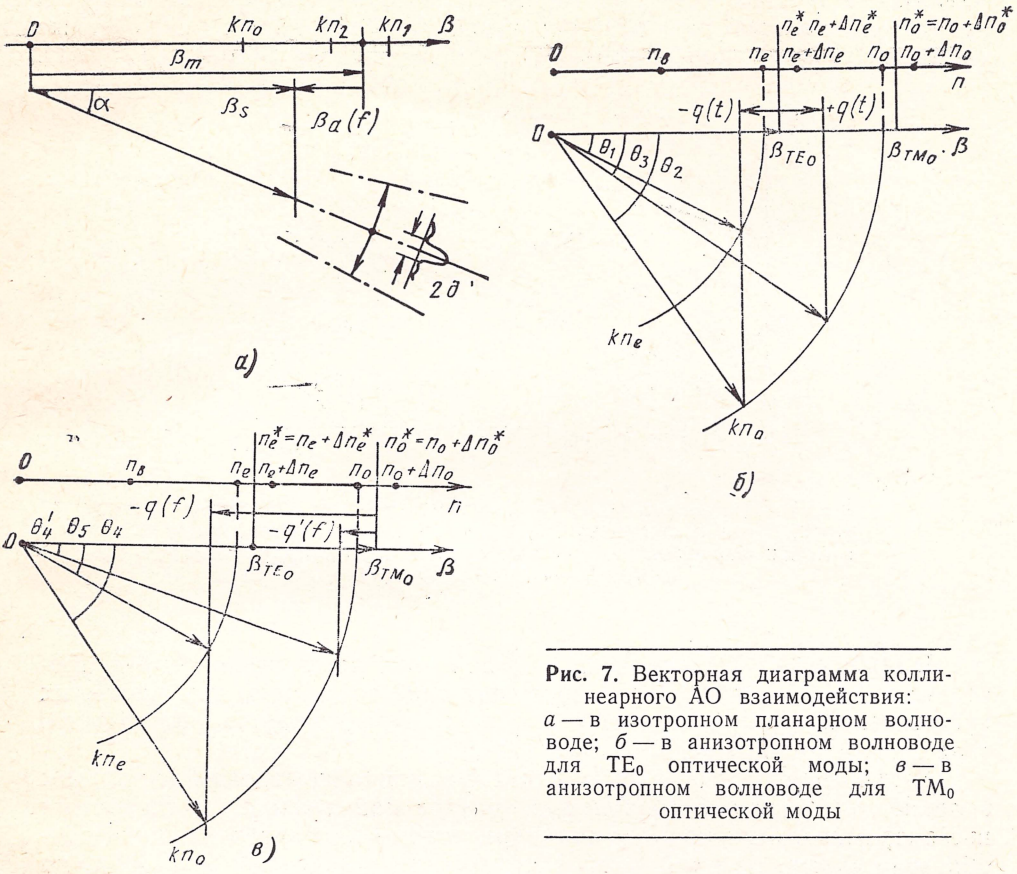


Рис. 7. Векторная диаграмма коллинеарного АО взаимодействия:
а — в изотропном планарном волноводе; *б* — в анизотропном волноводе для TE_0 оптической моды; *в* — в анизотропном волноводе для TM_0 оптической моды

В последнее время в связи с обнаружением уникальных возможностей применения волоконных световодов в оптических линиях передачи и обработки информации стали актуальными исследования эффективности воздействия упругих деформаций на распространение света в волокне (эффективность акустооптического взаимодействия), которая, в принципе, может быть весьма высокой. Действительно, величина сдвига фазы $\Delta\varphi$ в однородно деформированном волокне длиной L определяется фотоупругостью волокна и связана с полной затрачиваемой энергией (энергией упругой деформации всего волокна W_s) выражением типа:

$$\Delta\varphi = K_c P_{эф}\, \varepsilon L \sim P_{эф} \sqrt{\frac{\overline{W}_s}{d\,H\,L}}\, L \sim P_{эф} \sqrt{\frac{\overline{W}_s L}{d\,H}}, \qquad (6)$$

где $P_{эф}$ — эффективный упругооптический коэффициент;
K_c — волновой вектор собственной световой моды волоконного световода;
ε — упругая деформация;
d, H и L — ширина, высота и длина световода, соответственно.

Из (6) следует, что поскольку в волокне фактор $\frac{L}{d\text{H}}$ больше, чем в объемных и даже интегральнооптических планарных структурах (для волокна с характерными размерами $L=1$ см и $d \simeq \text{H} = 10^{-4}$ см в 10^2—10^5 раз), набег фазы (величина сигнала) в этом случае при той же управляющей энергии $\overline{W}_s$ будет также существенно больше. С этой точки зрения еще больший интерес представляют собой одно- и маломодовые световоды, обладающие наименьшими поперечными размерами d и H.

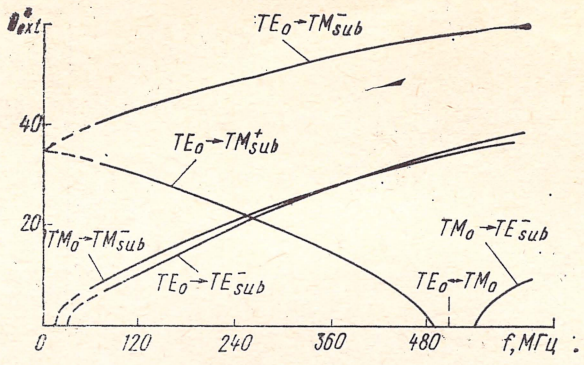


Рис. 8. Измеренные частотные зависимости углов выхода световых лучей в подложку для различных видов трансформаций при коллинеарном АО взаимодействии в диффузионном волноводе из $LiNbO_3$ YX-среза

В ИРЭ АН СССР проведен большой цикл исследований и разработок одно- и многомодовых волоконных световодов и, в том числе, их чувствительности к воздействию температуры и упругих напряжений, создаваемых акустической волной [19, 20].

Характерная зависимость сдвига фазы в одномодовом кварцевом волокне от величины продольных упругих напряжений, создаваемых пьезокерамическими полыми цилиндрическими или пластинчатыми преобразователями, работающими на частотах в диапазоне до 3 МГц, на участке волокна длиной $L \simeq 1$ см, показана на рис. 9. Там же приведены теоретически рассчитанные зависимости для вкладов от различных механизмов модуляции фазы под действием деформаций: из-за изменения длины волокна, показателя преломления материала волокна (эффекта фотоупругости) и диаметра волокна. Видно, что экспериментальные результаты дают вдвое меньшую величину чувствительности волокна к упругим напряжениям, чем теоретические расчеты. Тем не менее, наблюдаемая чувствительность весьма высока $\left(\text{около } 1 \cdot 10^5\ \varepsilon \frac{\text{рад}}{\text{см}}\right)$, так что при использовании указанных типов преобразователей для получения сдвига фазы $\sim\frac{\pi}{2}$ требуются небольшие управляющие напряжения (меньше 20 В).

Возможность эффективного управления фазой света с помощью акустических модуляторов, которые могут присоединяться к волоконной линии в любом участке без разрушения оболочки волокна, открывает возможность создания волоконных линий сбора данных с большим числом параллельных входов (рис. 10). В настоящее время разработа-

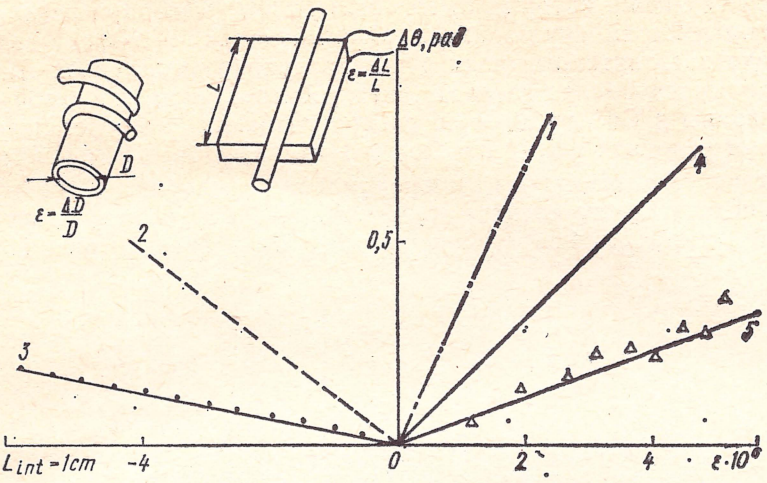


Рис. 9. Зависимость сдвига фазы световой волны в одномодовом кварцевом волокне от амплитуды продольной деформации: *1, 2, 3* — теоретически расчитанные вклады от изменений длины, показателя преломления, диаметра волокна, соответственно; *4* — суммарный эффект; *5* — экспериментальные данные (Слева вверху типы используемых пьезопреобразователей)

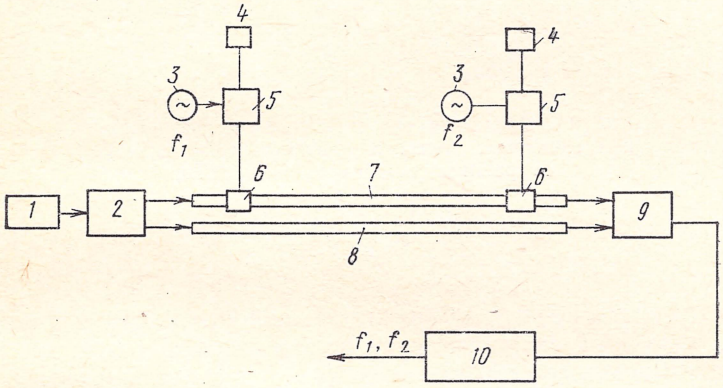


Рис. 10. Схема волоконно-оптической линии сбора данных с использованием волоконных АО модуляторов фазы оптического излучения:
1 — лазер; *2* — АО модулятор для расщепления и сдвига частоты излучения; *3* — ВЧ генераторы; *4* — датчики (источники данных); *5* — радиочастотные модуляторы; *6* — волоконные АО модуляторы; *7—8* — оптические волокна; *9* — фотоприемник; *10* — демодулятор

ны лабораторные макеты подобных двухволоконных телеметрических линий со скоростью передачи до 30 Мбит/с [21].

Рассмотрим еще два новых интересных эффекта распространения акустических волн, которые были обнаружены благодаря исключительным возможностям акустооптики. Первый из них — эффект самодефокусировки пьезоактивных волн в пьезополупроводниках [22]. Акустооптическое исследование углового спектра интенсивной сдвиговой акустической волны в CdS по мере ее распространения в проводящем кристалле при условиях $q\tau_D \ll 1$ и $\Omega\tau_M \ll 1$ показало, что нелинейное взаимодействие с электронами проводимости приводит к значительной эволюции ее углового спектра на частоте 65 МГц (наблюдалось максимальное четырехкратное уширение углового спектра) (рис. 11). Эф-

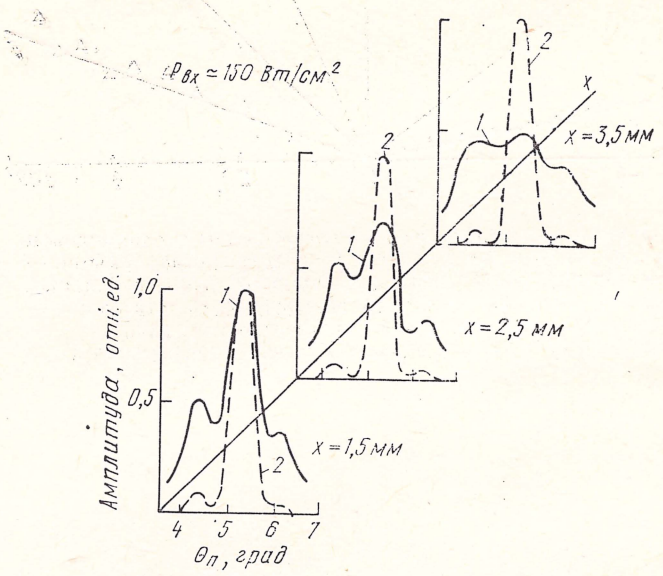


Рис. 11. Эволюция углового спектра пьезоактивной сдвиговой волны в кристалле CdS по мере ее распространения ($f_s = 65$ МГц, $W_{s0} = 150$ Вт/см^2): *1* — $\sigma_1 = 6 \cdot 10^{-4}$ Ом$^{-1} \cdot$см$^{-1}$; *2* — $\sigma_2 = 1 \cdot 10^{-8}$ Ом$^{-1} \cdot$см$^{-1}$

фект дефокусировки звука объясняется специфической нелинейной зависимостью фазовой скорости звука от его интенсивности: наиболее интенсивные компоненты углового спектра акустической волны (в направлении ее распространения) имеют более высокую скорость, чем на периферических участках спектра, что и вызывает дополнительное искривление ее фронта и повышенную расходимость потока энергии (рис. 12).

Другой эффект — интерференция звука при его скользящем падении на границу в анизотропной среде. На примере сильно акустически анизотропного кристалла TeO_2 акустическим зондированием установлено, что даже при незначительной разориентации направления распространения медленной сдвиговой волны от кристаллографического направления [110] (на угол φ_1) происходит сильное отклонение потока энергии ($\alpha_1 \simeq 504_1$) и при скользящем падении (распространении вдоль

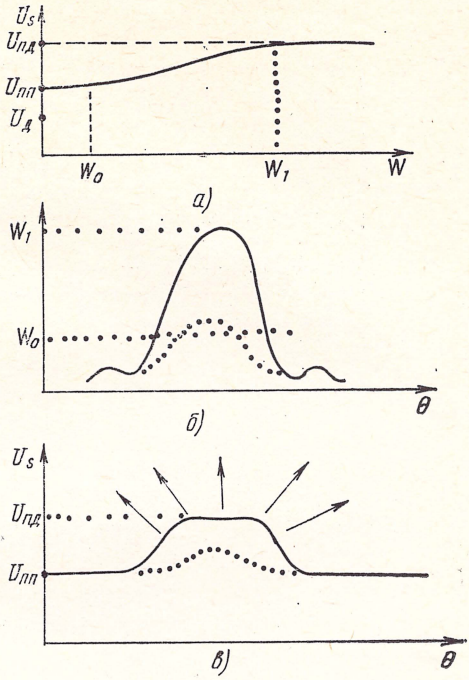


Рис. 12. Характерные зависимости параметров распространения акустической волны в пьезополупроводнике, объясняющие эффект самодефокусировки: *а* — зависимость фазовой скорости плоской акустической волны V_s от ее интенсивности, *б* — угловое распределение интенсивности звука в пучке отраженной апертуры, *в* — угловая зависимость фазовой скорости V_s в ограниченном пучке

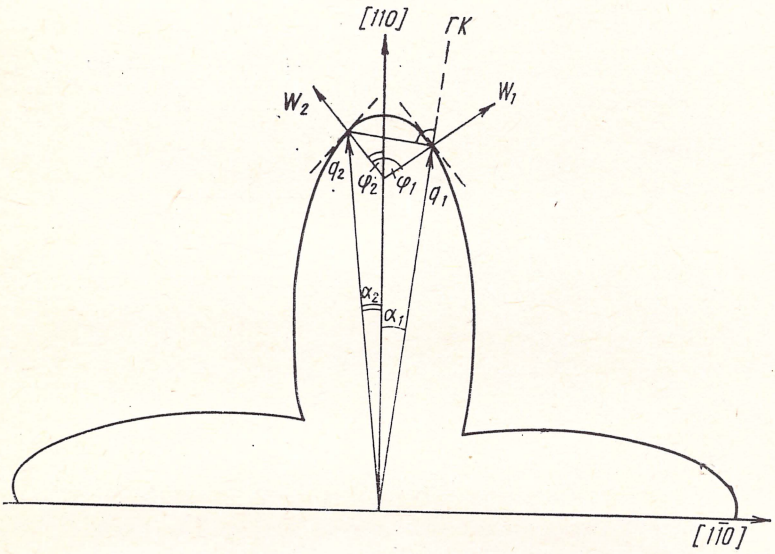


Рис. 13. Векторные диаграммы для прямой и отраженной медленных сдвиговых волн в TeO_2 для случая скользящего падения прямой волны на свободную грань кристалла (ГК) в плоскости (001) при отклонении кристаллографической оси [110] от оси кристалла на угол α_1

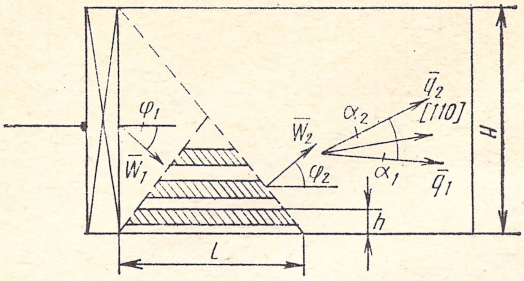


Рис. 14. Схема образования интерференционной картины в медленной сдвиговой волне при ее скользящем падении на свободную грань кристалла TeO_2

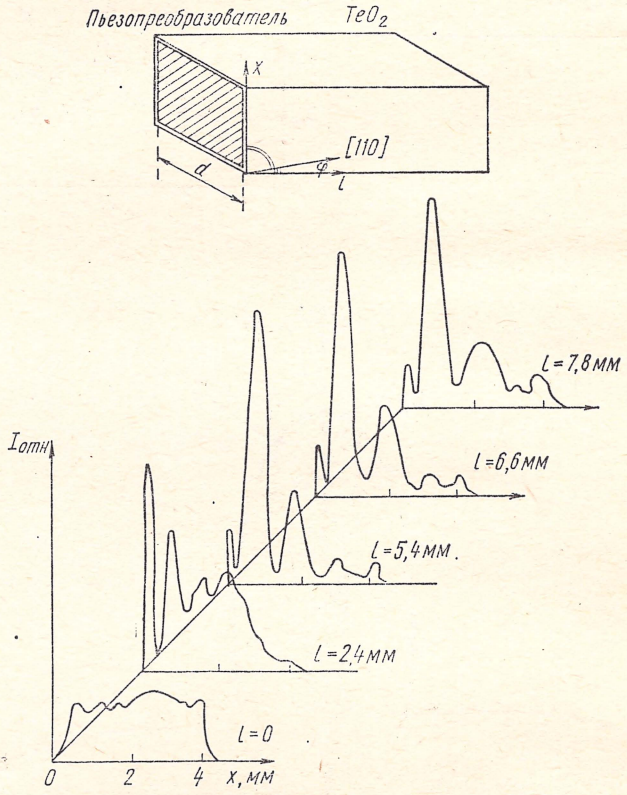


Рис. 15. Экспериментальные данные для продольного и поперечного распределения интенсивности сдвиговой волны при ее распространении в плоскости (001) параллельно грани кристалла TeO_2 (частота и апертура звука, соответственно, 56 МГц и 4 мм)

поверхности) возникает отраженная волна, приводящая к необычной конструктивной интерференции (рис. 13, 14). Интерференция приводит к заметной приповерхностной локализации звуковой энергии на достаточно протяженном участке (рис. 15), где интенсивность в максимуме локализации превышает интенсивность падающей волны в четыре раза. Этот эффект, принципиально связанный с анизотропией кристалла, может быть использован для увеличения эффективности АО устройств типа модуляторов и дефлекторов света.

ЛИТЕРАТУРА

1. Физическая акустика: Принципы и методы. Под ред. Мезона У., Терстена Р., М.: Мир, 1974, т. 3.
2. Гуляев Ю. В., Проклов В. В., Шкердин Г. Н. — Успехи физических наук, 1978, т. 124, № 1, с. 61.
3. Антонов С. Н., Козлов М. Р., Проклов В. В. — Оптика и спектроскопия, 1981, т. 50, № 4, с. 805.
4. Clein W. R., Cook V. D. — IEEE, 1967, v. 14, p. 123.
5. Магдич Л. Н., Молчанов В. Я. — Оптика и спектроскопия, 1977, т. 42, с. 533.
6. Зильберман Г. Е., Купченко Л. Ф. — Радиотехника и электроника, 1977, т. 22, № 8, с. 1551.
7. Гуляев Ю. В., Проклов В. В., Шкердин Г. Н., Антонов С. Н. Новые акустооптические эффекты в твердых телах. Часть I. — Техника средств связи. Сер. ВОС, 1982, вып. 2.
8. Шкердин Г. Н., Проклов В. В., Гуляев Ю. В. — Физика твердого тела, 1977, т. 19, № 2, с. 424.
9. Проклов В. В., Пешин С. В., Давыдов Б. Л., Шкердин Г. Н. — Радиотехника и электроника, 1980, т. 25, № 7, с. 1543.
10. Дьяконов А. М., Леманов В. В., Сагтикулов М. Д. — Физика твердого тела, 1980, т. 22, № 2, с. 353.
11. Proklov V. V., Shkerdin G. N., Gulyaev Yu. V. — Sol. St. Commun, 1972, v. 10, p. 1145.
12. Проклов В. В., Шкердин Г. Н., Гуляев Ю. В. — Физика и техника полупроводников, 1972, т. 6, с. 1915.
13. Проклов В. В., Миргородский В. И., Шкердин Г. Н., Гуляев Ю. В. — Письма в ЖТФ, 1974, т. 19, с. 13.
14. Проклов В. В., Миргородский В. И., Ушаткин Е. Ф. и др. — Письма в ЖТФ, 1978, т. 4, с. 1431.
15. Proklov V. V., Mirgorodski V. I., Ushatkin E. F., Tokio, 1979, p. 687.
16. Proklov V. V., Korablev E. M. — Proc. *I.* Europ. Conf. on Integrated Optics, London, 1981, p. S—1.
17. Gfeller F. R., Pitt C. W. — Electron. Lett, 1972, v. 8, N 22, p. 549.
18. Korablev E. M., Proklov V. V. — Proc. Intern. Conf. on Optical properties of glassand other Optical materials, 1982.
19. Проклов В. В., Меш М. Я., Алексеев Э. И., Сверчков Е. И. — Письма в ЖТФ, 1979, т. 5, с. 480.
20. Проклов В. В., Меш М. Я., Гуляев Ю. В. — Письма в ЖТФ, 1979, т. 5, с. 496.
21. Гуляев Ю. В., Проклов В. В., Шкердин Г. Н. — В кн.: Проблемы современной радиотехники и электроники. М., Наука, 1980, с. 326—352.
22. Миргородский В. И., Проклов В. В. — Письма в ЖТФ, 1977, т. 3, с. 1063.

Статья поступила в декабре 1982 года

УДК 621.394.74

А. Д. Дойников, С. А. Новиков,
кандидаты техн. наук В. Х. Харитонов,
О. С. Чугреев

ДВУХПОЛЮСНАЯ КОЛЬЦЕВАЯ СЕТЬ СВЯЗИ С АППАРАТНО-ПРОГРАММНОЙ РЕАЛИЗАЦИЕЙ

Рассматривается двухполюсная кольцевая сеть передачи данных. Предлагается математическая модель и определяются вероятностно-временные характеристики. Находится диапазон скоростей модуляции в канале связи при программной реализации приемо-передающей аппаратуры.

В объектовых системах связи часто находит применение кольцевая топологическая структура [1]. Представляет интерес изучение вероятностно-временных характеристик таких систем при передаче данных в виде пакетов. По таким характеристикам, как скорость передачи информации R, задержка t_q, коэффициент использования канала S, можно судить об информационной эффективности любых систем связи, в том числе и кольцевых.

Взаимодействие абонентов в кольцевой сети происходит путем передачи информации по коллективному каналу связи.

Построение аналитических моделей многополюсных кольцевых сетей является сложной задачей из-за большого разнообразия состояний системы. Рассмотрим случай, когда в кольце имеется два абонента (рис. 1,а). Такую сеть называют обычно двухполюсной, а режим работы в ней дуплексным; она отражает процессы второго уровня сетей связи.

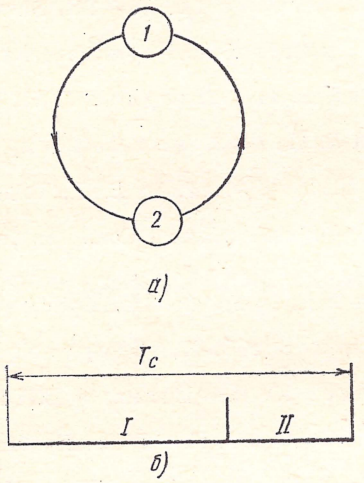


Рис. 1. Двухполюсная кольцевая сеть связи: *а* — структурная схема; *б* — временная диаграмма окна

Исследуемая сеть работает в синхронном режиме, передача производится помехоустойчивым кодом, а для исправления ошибок в канале связи используется обратная связь. Абоненты 1 и 2 имеют доступ во временные окна длительностью T_c (рис. 1,б), причем в интервале I передается кадр, а в интервале II — квитанция (решение о наличии или отсутствии ошибок).

Рассмотрим процесс передачи кадра абонентом 1 к абоненту 2. Модель такой односторонней передачи (модель второго уровня) получена и исследована в [2]. В этой работе предполагалось, что процессы кодирования и декодирования в прямом и обратном (в терминологии

указанной работы) каналах осуществляются со скоростью модуляции каналов. Такая ситуация с высокой степенью приближения имеет место в аппаратных вариантах реализации системы, так как в них канальные регистры, определяющие скорость модуляции канала, кодирующие и декодирующие устройства реализуются на одной элементной базе.

Однако выбор кода зависит от характера ошибок в канале и, если он изменчив, то целесообразно реализовать кодирующие и декодирующие устройства на интеллектуальной элементной базе, например, микропроцессорах.

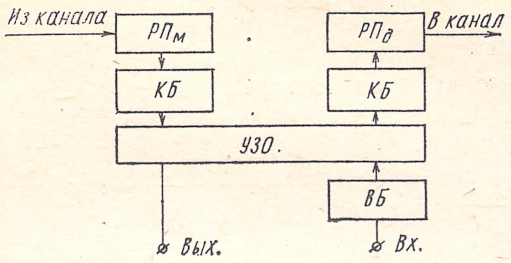


Рис. 2. Структурная схема станций абонентов двухполюсной кольцевой сети: $РП_м$ — регистр приема; $РП_д$ — регистр передачи; КБ — канальный буфер; УЗО — устройство защиты от ошибок; ВБ — входной блок

Одна из основных целей данной работы — определение влияния выбора кода, способа кодирования и декодирования на вероятностно-временные характеристики двухполюсной кольцевой сети. На рис. 2 показана структурная схема станций обоих абонентов, а на рис. 3 — временная диаграмма работы канальных регистров передачи и приема кодирующих и декодирующих устройств прямого и обратного каналов.

В зависимости от скорости работы канала и быстродействия микропроцессора возможны различные соотношения между $T_{ккд}$ и $T_{кд}$, а также $T_{ккв}$ и $T_{кв}$. Для случая, когда $T_{ккд} > T_{кд}$ и $T_{ккв} > T_{кв}$ (см. рис. 3), длительность $T_с$ определяется следующим образом:

$$T_с = T_{кд} + T_{кв} + 2t_р + \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 =$$

$$= T_{ккд} + T_{дкд} + T_{ккв} + T_{дкв} - T_{кд} - T_{кв} + 2t_р. \qquad (1)$$

В дальнейшем при исследовании величина $T_с$ принимается равной:

$$T_с = \begin{cases} 2T_{ккд} + 2T_{ккв} - T_{кд} - T_{кв}, & T_{ккд} \geqslant T_{кд}, \\ & T_{ккв} \geqslant T_{кв}, \\ T_{кд} + T_{кв}, & T_{ккд} \leqslant T_{кд}, \\ & T_{ккв} \leqslant T_{кв}, \\ 2T_{ккд} + T_{кв} - T_{кд}, & T_{ккд} \geqslant T_{кд}, \\ & T_{ккв} \leqslant T_{кв}, \\ 2T_{ккв} + T_{кд} - T_{кв}, & T_{ккд} \leqslant T_{кд}, \\ & T_{ккв} \geqslant T_{кв}. \end{cases}$$

Величина $t_р$ ввиду ее малости по сравнению с другими компонентами в приведенном выражении не учитывается.

Время распространения определяется по формуле:

$$t_р = \frac{L}{3 \cdot 10^5}, \qquad (2)$$

где L — расстояние между станциями, км.

Время передачи кадра:

$$T_{кд} = n_К V^{-1}, \qquad (3а)$$

где $n_К$ — длина кадра;

V — скорость модуляции в канале.

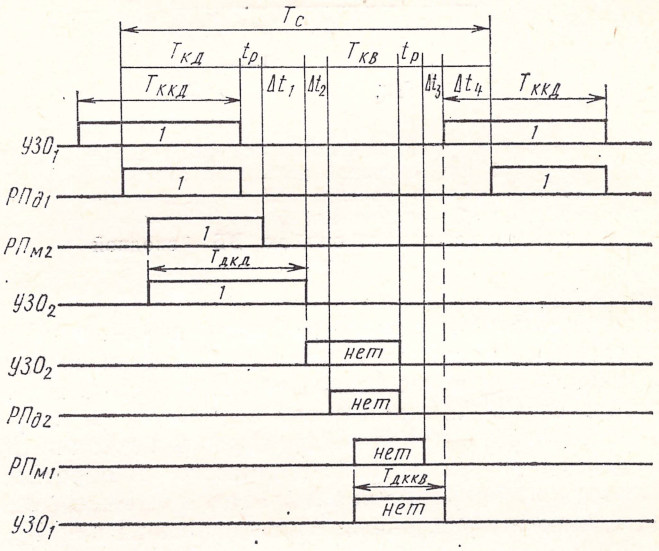


Рис. 3. Временная диаграмма работы канальных регистров передачи $РПд_1$ и $РП_{д2}$ и приема $РПм_1$ и $РПм_2$ кодирующих устройств приемного $КУ_1$ и обратного $КУ_2$ каналов, декодирующих устройств прямого $ДКУ_1$ и обратного $ДКУ_2$ каналов; $Т_с$ — длительность окна; $Т_{кд}$ — время передачи кадра; $Т_в$ — время передачи квитанции, $Т_{ккд}$ и $Т_{дкд}$ — время кодирования и декодирования кадра, соответственно; $Т_{ккв}$ и $Т_{дкв}$ — время кодирования и декодирования квитанции, соответственно

Время передачи квитанции:

$$T_{кв} = n_{кв} V^{-1}, \qquad (3б)$$

где $n_{кв}$ — длина квитанции.

Как следует из временной диаграммы, на передачу и повторение кадра синхронная сеть затрачивает одинаковое время $T_с$. Предполагается, что при повторении кадра кодирование осуществляется вновь.

При рассмотрении процесса передачи одного блока на дискретном времени [2] с интервалом T как марковского процесса с двумя состояниями: «0» — блок не передан и требует повторения; «1» — блок успеш-

но передан (состояние «1» вводится как поглощающее), матрица переходных вероятностей имеет вид:

$$\Pi = \begin{bmatrix} \tilde{P} & \tilde{Q} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \tag{4}$$

где $\tilde{P}$ и $\tilde{Q}$ — обобщенные параметры канала данных, отражающие характер ошибок в нем. В случае биномиального канала параметр $\tilde{P}$ принимает значение P — вероятность стирания кадра [2], а параметр $\tilde{Q}$ принимает значение вероятности $Q=1-P$, с которой происходит успешная передача кадра.

Изучение переходного режима марковского процесса на дискретном времени из состояния «0» в состояние «1» производится в соответствии с векторно-матричным уравнением:

$$P^{\mathrm{T}}(n) = P^{\mathrm{T}}(0)\,\Pi^{n}, \tag{5}$$

где $P^{T}(0) = 10$ — вектор начального состояния;

$P^{T}(n)$ — вектор вероятностей состояний в произвольный момент времени.

Решение (5) с учетом (4) для биноминального канала методом Z-преобразования дает следующий результат:

$$P^{\mathrm{T}}(z) = \frac{Q}{z-P}, \tag{6}$$

где $P^{T}(z)$ — преобразование плотности распределения количества циклов, затрачиваемых сетью на передачу одного кадра;

z — оператор.

С помощью (6) можно найти вероятностно-временные характеристики процесса обслуживания сетью одного кадра. Первый начальный момент дискретного времени обслуживания кадра определится [2] так:

$$n_s = Q^{-1}, \tag{7а}$$

а среднее время обслуживания кадра —

$$\bar{t}_s = Q^{-1}\,T_{\mathrm{c}}. \tag{7б}$$

Введем такую характеристику сети, как скорость передачи информации:

$$R = \frac{K}{\bar{t}_s}, \tag{8}$$

где K — количество информационных разрядов в кадре.

При занятости сети и поступлении на ее вход к абоненту 1 информационных разрядов последние размещаются в буферном накопителе бесконечной для простоты расчетов емкости. В [2] изучались свойства очереди в буферном накопителе. Так, при биномиальном поступлении блоков информации на вход очереди с параметром $q_{\mathrm{пс}}$ и обслуживании (6) с параметром P средняя длина очереди в системе определяется [2] как:

$$\bar{q} = \frac{\rho}{1-\rho}; \qquad 1 > \rho = \frac{q_{\mathrm{пс}}\,P}{Q\,(1-q_{\mathrm{пс}})}. \tag{9}$$

Среднее дискретное время пребывания [2] блока в системе находится следующим образом:

$$\bar{n}_q = Q^{-1}\bar{q}\,, \tag{10а}$$

а среднее время пребывания блока в системе, или задержка:

$$\bar{t}_q = Q^{-1}\bar{q}\,T_c\,. \tag{10б}$$

Вероятность найти обслуживающий прибор (канал связи) занятым для рассматриваемой модели равна $P_1 = (1 - \rho)\rho$. Для оценки эффективности использования канала введем в характеристику системы коэффициент использования канала:

$$S = \frac{P_1 K}{\bar{t}_q V}\,. \tag{11}$$

Рассмотрим работу схемы станции (см. рис. 3) с учетом того, что УЗО реализовано с использованием микропроцессора.

Пакеты поступают в буфер синхронно, так что на входе его формируется биномиальный поток. При занятости УЗО они размещаются в буфере. Обслуживание пакетов производится в порядке поступления. УЗО информирует буфер о готовности к приему очередного пакета. Пакет из буфера передается в память УЗО. При поступлении сигнала цикловой синхронизации происходит передача управления микропрограмме кодирования.

Структурная схема такой микропрограммы для восьмиразрядного микропроцессора при кодировании делением полинома сообщения на образующий полином приведена на рис. 4 (вариант 1). Блоки 1—4 подготавливают цикл кодирования: устанавливают счетчики слов и бит, заносят первый байт кодируемой последовательности в регистр остатка, выдают его в канальный буфер (КБ). В микропрограмме организуются два цикла: внутренний (блоки 7—11) — для обработки одного байта и внешний (блоки 5—14) — для обработки байтов, составляющих пакет.

После окончания формирования проверочных разрядов УЗО переходят в режим ожидания квитанции. При положительной квитанции УЗО сообщает буферу о готовности приема следующего пакета; при отрицательной процесс кодирования и передачи повторяется.

При такой реализации время кодирования меньше времени декодирования только на время обработки одного байта, т. е. $T_{ккд}$ и $T_{дкд}$ практически совпадают и приняты в работе равными.

УЗО реализовано на микропроцессорном комплекте серии К589. Микрокоманда выполняется за два такта, при этом процессорный элемент выполняет две микрооперации, а блок микропрограммного управления — одну операцию перехода. Цикл выполнения микрокоманды составляет $4 \cdot 10^{-7}$ с.

На рис. 5 представлен фрагмент микропрограммы кодирования, реализующей внутренний цикл. В блоках указаны выполнямая функция и микрооперация, реализующая ее. Слева от блоков указаны порядковые номера микрокоманд. В третьей и шестой микрокомандах имеются условные переходы.

Процесс кодирования состоит из трех этапов. В течение первого происходит подготовка к кодированию. Этот этап состоит из семи микрокоманд, следовательно, он выполняется за $2{,}8 \cdot 10^{-6}$ с.

На втором этапе происходит кодирование. Длительность его зависит от структуры кодовой комбинации. Этап состоит из 512 (длина пакета) внешних циклов. Каждый внешний цикл содержит 37—53 (в за-

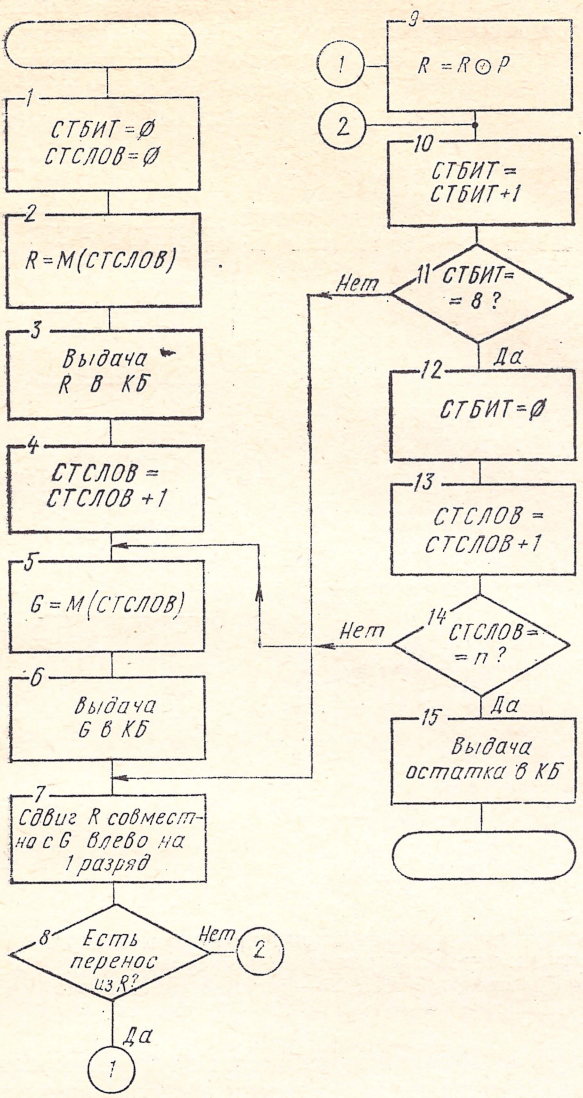


Рис. 4. Блок-схема алгоритма кодирования для восьмиразрядного микропроцессора:
R — текущий остаток; P — образующий полином;
G — текущий байт кодовой последовательности;
$M[1,\ldots,n]$ — массив кодовой последовательности

висимости от структуры кодовой комбинации) микрокоманды. Таким образом, время выполнения второго этапа составляет $7{,}6 \cdot 10^{-3}$ — $11{,}0 \cdot 10^{-3}$ с.

На третьем этапе выполняется одна микрокоманда, ее длительность $4 \cdot 10^{-7}$ с.

Таким образом, величина $T_{ккд} = 7{,}6 \cdot 10^{-3}$—$11{,}0 \cdot 10^{-3}$ с.

Были рассмотрены варианты реализации УЗО на основе восьмиразрядного микропроцессора при использовании $P(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$ (вариант 2), шестнадцатиразрядного микропроцессора для $P(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$ (вариант 3), а также реализации кодирования табличным методом [3]. Для этих случаев варианты 1^1, 2^1, 3^1, соответственно).

При табличном методе каждой комбинации неизбыточного кода ставятся определенные проверочные разряды, которые вычислены заранее и хранятся в таблице. Так как разрядность микропроцессора невелика (байт или два байта) по сравнению с разрядностью вводимого неизбыточного кода (сотни и даже тысячи байт), то при этом методе

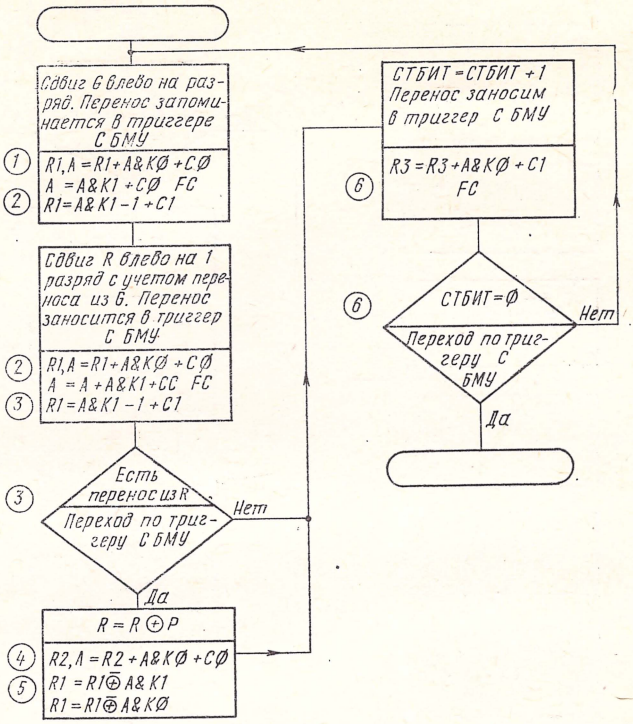

Сдвиг G влево на разряд. Перенос запоминается в триггере С БМУ
1
R1, A = R1 + A& KØ + CØ
2
A = A& K1 + CØ FC
R1 = A& K1 – 1 + C1
Сдвиг R влево на 1 разряд с учетом переноса из 6. Перенос заносится в триггер С БМУ
2
R1, A = R1 + A& KØ + CØ
A = A + A& K1 + CC FC
3
R1 = A& K1 – 1 + C1
3
Есть перенос из R
Переход по триггеру С БМУ
Нет
Да
R = R ⊕ P
4
R2, A = R2 + A& KØ + CØ
5
R1 = R1 ⊕ A& K1
R1 = R1 ⊕ A& KØ
СТБИТ = СТБИТ + 1
Перенос заносим в триггер С БМУ
6
R3 = R3 + A& KØ + C1
FC
6
СТБИТ = Ø
Нет
Переход по триггеру С БМУ
Да

Рис. 5. Схема фрагмента микропрограммы кодирования: R — текущий остаток (в регистре $R1$ микропроцессора); P — образующий полином (в $R2$); G — текущий байт ходовой последовательности (в R_0); СТБИТ — счетчик бит (в $R3$)

исходную кодовую комбинацию разбивают на l-разрядные блоки (в нашем случае l взято равным разрядности микропроцессора). В памяти хранится таблица, содержащая 2^l строк, причем адрес строки равен численному значению l-разрядного блока, а содержимым строки является r-разрядный остаток от деления на образующий полином этого блока, дополненного со стороны младших разрядов r нулями (r — степень образующего полинома). Время кодирования при использовании табличного метода не зависит от структуры кодовой комбинации.

Результаты расчетов времени кодирования ($T_{ккд}$) приведены ниже, причем для вариантов 1, 2 и 3 указаны максимальные значения.

Варианты	1	2	3	1^1	2^1	3^1
$T_{ккд} \cdot 10^{-3}$ с	11,0	17,0	10,4	2,0	2,5	0,8

Аналогично определены $T_{ккв} = T_{дкв} = 2 \cdot 10^{-6}$ с.

На рис. 6 приведены графики, построенные по результатам расчетов скорости передачи и коэффициента использования канала для рассмотренных вариантов. При расчетах было принято, что $Q=0{,}9$ и $q_{пс}=0{,}2$.

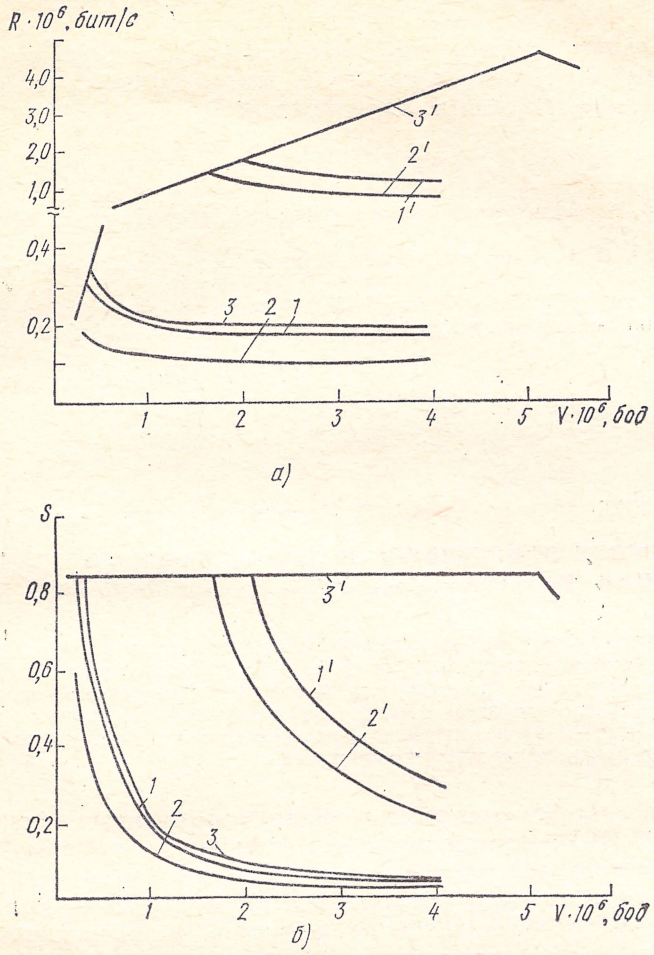


Рис. 6. Характеристики двухполосной кольцевой сети: *а* — скорость передачи; *б* — коэффициент использования канала

Таким образом, можно сделать следующие выводы:

при изменении скорости модуляции имеются две области поведения средней скорости передачи информации: при $T_{ккд} < T_{кд}$, $T_{ккв} < T_{кв}$ она возрастает с ростом V, при $T_{ккд} > T_{кд}$ она уменьшается и приближается к постоянному значению, определяемому быстродействием УЗО (микпроцессора);

различие в алгоритмах кодирования и декодирования приводит к существенной разнице скоростей передачи информации. Так, при кодировании и декодировании с применением табличных алгоритмов повышается скорость передачи информаци в 7—10 раз при больших скоростях модуляции;

максимальное значение скорость передачи информации принимает при $T_{ккд} = T_{кд}$ и $T_{ккв} = T_{кв}$, причем для табличного алгоритма при реализации УЗО на микропроцессорном комплекте К589 и выбранном протоколе интерфейса между физическим уровнем и уровнем звена она составляет 2—5 Мбит/с. Применение алгоритма деления при формировании циклического кода приводит к снижению скорости до 0,2—0,4 Мбит/с;

максимальное значение коэффициента использования для алгоритма, применяющего при кодировании и декодировании деление, достигается в диапазоне скоростей модуляции до 0,4 Мбод, а для табличного до 2—5 Мбод.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сипсер Р. Архитектура связи в распределенных системах. Книга 1. — М.: Мир, 1981.

2. Чугреев О. С. Системы передачи данных с обратной связью. — Л.: Изд-во ЛЭИС, 1980.

3. Гончаров Е. А., Слепаков В. Б. Об одном методе кодирования информации циклическими кодами на универсальной ЭВМ. — М.: Тр. ЦНИИС, 1970, вып. 3, с. 58—65.

Статья поступила в марте 1983 года

УДК 621.383.82.001.2

В. С. Полутин, канд. техн. наук **В. Ф. Ламекин**

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СТАТИСТИЧЕСКОГО АНАЛИЗА И ОПТИМИЗАЦИИ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ АНАЛИТИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ

Рассматривается способ повышения эффективности статистического анализа и оптимизации интегральных схем (ИС) методом моментов. Технологическую модель разброса параметров компонентов предлагается дополнить статистическими связями между электрическими параметрами активных компонентов, происхождение которых связано с физическими основами функционирования таких компонентов.

Развитие системы схемотехнического автоматизированного проектирования (САПР) радиоэлектронных схем включает в качестве подсистемы статистический анализ и статистическую оптимизацию радиоэлектронных схем, которая позволяет, с одной стороны, моделировать поведение схемы, изготовленной по некоторой заранее изученной технологии, а с другой — осуществить оптимальный (по разным критериям) выбор компонентов схемы в условиях данной технологии. Точность статистического анализа и оптимизации определяется принятыми методами статистического анализа, погрешностями вычислительных процедур при расчете выходных параметров схем, погрешностями математических моделей компонентов, входящих в схему. (Погрешности вычислительных процедур всецело определяются принятыми методами решения уравнений схемы и организацией вычислений здесь не рассматриваются).

В настоящее время общепризнанными методами статистического анализа являются метод статистических испытаний — метод Монте-Карло (ММК) и аналитический метод — метод моментов (ММ). Подробный анализ этих двух методов [1] показал, что в варианте, предложенном в работе [2], точность ММ совпадает с точностью ММК. Дальнейшее совершенствование ММ для статистического анализа и оптимизации интегральных схем [3—6] показало сравнимость метода мо-

ментов и ММК не только по точности, но и по количеству расчетов схемы N, в особенности для схем небольшой сложности и с малым количеством типономиналов компонентов в схеме.

Погрешности математических моделей компонентов ИС уменьшаются благодаря усложнению моделей и увеличению вследствие этого числа параметров, описывающих модель компонента.

В связи с ростом степени интеграции ИС и усложнением математических моделей компонентов ИС трудоемкость вычислений и объем занимаемой памяти ЭЦВМ для ММ становятся недопустимо большими и практически нереализуемыми. В целях уменьшения трудоемкости вычислений и уменьшения занимаемой памяти разработан способ дальнейшего повышения эффективности ММ.

В работе [4] разброс параметра x компонента ИС представлен в виде:

$$x = \bar{x}(1 + \delta_н + \delta_к), \qquad (1)$$

где $\bar{x}$ — математическое ожидание параметра компонента;

$\delta_н$ — случайная величина с математическим ожиданием, равным нулю, обусловленная неоднородностью технологического процесса производства ИС по площади кристалла и разбросом параметров компонентов в схеме;

$\delta_к$ — случайная величина с математическим ожиданием, равным нулю, отражающая непостоянство условий проведения операций технологического процесса и обусловливающая согласованные изменения параметров компонентов.

Таким образом, рассматривается чисто технологический аспект происхождения разброса параметров компонентов и корреляции между ними. Помимо этого, между параметрами ряда компонентов может существовать статистическая зависимость в силу физических основ функционирования таких компонентов. Так, в работах [7, 8] отмечается сильная корреляционная связь между параметрами биполярных транзисторов и диодов в ИС. Конечно, происхождение этих связей отчасти также обусловлено групповым характером технологического процесса производства ИС, иначе между параметрами биполярных транзисторов и диодов существовала бы строгая аналитическая зависимость. При таком подходе параметры модели биполярного транзистора и диода можно разбить на независимые и зависимые (с точки зрения физических основ работы биполярного транзистора и диода). Так, в работе [7] из 7 параметров транзистора независимым был выбран 1, а зависимыми — 6, в работе [8] из 18 параметров — 2 и 16, соответственно. Технологический разброс независимых параметров компонентов опишем моделью (1). Осуществим численную оценку выигрыша в необходимом числе вариантов расчета и объеме занимаемой памяти ЭЦВМ.

Пусть в интегральной схеме:

T — количество типов (под одним типом компонентов как и в [4], понимаются компоненты с совпадающими законами распределения их относительных параметров биполярных транзисторов);

D — количество типов биполярных диодов;

R — количество типов других компонентов ИС.

Всего в схеме $(T+D+R)$ типов компонентов.

Пусть далее в схеме:

η_i — количество биполярных транзисторов i-го типа $(i=\overline{1, T})$;

θ_l — количество биполярных диодов l-го типа $(l=\overline{1, D})$;

ξ_j — количество других компонентов j-го типа ($j=\overline{1,R}$);

U_i — количество независимых параметров транзистора i-го типа;

P_i — количество зависимых параметров транзистора i-го типа;

$K_i = U_i + P_i$ — общее количество параметров, характеризующих транзистор i-го типа;

r_l — количество независимых параметров диода l-го типа;

t_l — количество зависимых параметров диода l-го типа;

$g_l = r_l + t_l$ — общее количество параметров диода l-го типа;

m_j — количество параметров, описывающих другие компоненты j-го типа.

Тогда количество величин $\delta_н$ в модели (1) при учете только независимых параметров транзисторов и диодов равно:

$$n_н = \sum_{i=1}^{T} \eta_i U_i + \sum_{l=1}^{D} \theta_l g_l + \sum_{j=1}^{R} \xi_j m_j. \qquad (2а)$$

Если же вести расчет в соответствии с работой [4], то:

$$n'_н = \sum_{i=1}^{T} \eta_i K_i + \sum_{l=1}^{D} \theta_l g_l + \sum_{j=1}^{R} \xi_j m_j. \qquad (2б)$$

Соответственно, количество величин $\delta_к$ в модели (1) равно:

$$n_к = \sum_{i=1}^{T} U_i + \sum_{l=1}^{D} r_l + \sum_{j=1}^{R} m_j; \qquad (3а)$$

$$n'_к = \sum_{i=1}^{T} K_i + \sum_{l=1}^{D} g_l + \sum_{j=1}^{R} m_j, \qquad (3б)$$

а количество коэффициентов корреляции между $\delta_к$:

$$S_{\delta_к} = \frac{1}{2}\left[\sum_{i=1}^{T} U_i + \sum_{l=1}^{D} r_l + \sum_{j=1}^{R} m_j\right]\left[\sum_{i=1}^{T} U_i + \sum_{l=1}^{D} r_l + \sum_{j=1}^{R} m_{j-1}\right]; \qquad (4а)$$

$$S'_{\delta_к} = \frac{1}{2}\left[\sum_{i=1}^{T} K_i + \sum_{l=1}^{D} g_l + \sum_{j=1}^{R} m_j\right]\left[\sum_{i=1}^{T} K_i + \sum_{l=1}^{D} g_l + \sum_{j=1}^{R} m_{j-1}\right]. \qquad (4б)$$

Статистически зависимые параметры транзистора и диода можно представить в виде линейной комбинации их независимых параметров:

$$x_{pl} = \left[a_{pl} + \sum_{s=1}^{U_l} b_{sp_i} x_{U_i}\right][1 + 3\sigma(x_{pl})\varepsilon_{pl}]; \qquad (5)$$

где $\sigma[x_{p_i}]$ — дисперсия аппроксимации зависимого параметра x_{p_i} линией регрессии;

$$x_{pl} = a_{p_i} + \sum_{s_i}^{U_i} b_{spi} x_{p_i};$$

ε_{p_i} — равномерно распределенная в интервале [—1; +1] случайная величина, которая накладывает на соотношения

между параметрами транзисторов и диодов вероятностный характер;

a_{p_i} и b_{sp_i} — коэффициенты регрессии.

Величины a_{p_i}; b_{sp_i}; $\sigma[x_{p_i}]$, как и выбор зависимых и независимых параметров, например, методом главных компонентов [9], определяются заранее на этапе исследования базового технологического процесса по тестовым транзисторам и диодам.

Таким образом, дополнительно к матрице коэффициентов корреляции объемом $S_{\delta_к}$ необходимо хранить коэффициенты регрессии a_{p_i} и b_{sp_i} в количестве:

$$S_{доп} = S_{тр} + S_д = \sum_{i=1}^{T} P_i (U_i + 1) + \sum_{l=1}^{D} t_l (r_l + 1). \qquad (6)$$

Общее число хранимых коэффициентов равно:

$$S = S_{\delta_к} + S_{доп}.$$

Оценим величины $n = n_н + n_к$; $n^1 = n^1_н + n_к$; S и $S_{\delta_к}$ для примера, приводимого в [4], но используя данные работ [7] и [8]. Тогда $T=2$; $D=0$; $R=1$; $\eta_1=\eta_2=10$; $\xi_1=20$; $m_1=1$; $K_1[7]=K_2[7]=7$; $U_1[7]=U_2[7]=1$; $p_1[7]=p_2[7]=6$; $K_1[8]=K_2[8]=18$; $U_1[8]=U_2[8]=2$; $p_1[8]=p_2[8]=16$; (индексы в квадратных скобках указывают на заимствование данных из работы [7] или [8]).

Результаты расчетов:

$$n[7]=43;\ n^1[7]=175;\ S[7]=27;\ S^1_{\delta_к}[7]=105;$$
$$n[8]=65;\ n^1[8]=417;\ S[8]=106;\ S^1_{\delta_к}[8]=666;$$

демонстрируют существенное уменьшение n и S.

В целом эффективность предложенного способа по сокращению машинного времени при статистическом анализе или оптимизации, пропорционального n [6], может быть охарактеризована коэффициентом K_n:

$$K_n = \frac{n'}{n} = 1 + \frac{\sum_{i=1}^{T} (\eta_i + 1)(K_i - U_i) + \sum_{l=1}^{D} (\theta_l + 1)(g_l - r_l)}{\sum_{i=1}^{T} (\eta_i + 1) U_i + \sum_{l=1}^{D} (\theta_l + 1) r_l + \sum_{j=1}^{R} (\xi_j + 1) m_j}. \qquad (7)$$

Для рассмотренных примеров $K_n[7]=4$; $K_n[8]=6{,}4$. Сокращение необходимого объема памяти ЭЦВМ характеризуется коэффициентом K_s:

$$K_s = \frac{S_{\delta_к}}{S} = \frac{\left[\sum_{i=1}^{T} K_i + \sum_{l=1}^{D} g_l + \sum_{j=1}^{R} m_j\right]\left[\sum_{i=1}^{T} K_i + \sum_{l=1}^{D} g_l + \sum_{j=1}^{R} m_j - 1\right]}{\left[\sum_{i=1}^{T} U_i + \sum_{l=1}^{D} r_l + \sum_{j=1}^{R} m_j\right]\left[\sum_{i=1}^{T} U_i + \sum_{l=1}^{D} r_l + \sum_{j=1}^{R} m_j - 1\right] + \rightarrow}$$
$$\rightarrow \frac{}{+ 2\left[\sum_{i=1}^{T} (K_i - U_i)(U_i + 1) + \sum_{l=1}^{D} (g_l - r_l)(g_l + 1)\right]}. \qquad (8)$$

Возвращаясь к рассмотренным примерам, получим: $K_s[7]=3{,}9$; $K_s[8]=6{,}3$.

Более подробный анализ соотношений (7) и (8) при различных входящих в них параметрах позволяет сделать следующие выводы:

наибольшее влияние на эффективность предложенного метода по сокращению машинного времени, т. е. на K_n, оказывает отношение $\sum_{j=1}^{R} \xi_j \Big/ \left(\sum_{i=1}^{T} \eta_i + \sum_{l=1}^{D} \theta_l \right)$: чем оно больше, тем меньше K_n. Косвенно данное отношение характеризует класс схем. Для аналоговых ИС оно лежит в диапазоне 1—5, для цифровых — 0,2—1. Для АИС при $5 \leqslant K_i \leqslant 25$ и $0{,}04 \leqslant U_i/K_i \leqslant 1$ K_n может принимать значения от 1 до 5—6, а для ЦИС — от 1 до 16—20 в зависимости от отношения U_i/K_i. От степени интеграции K_n зависит слабо;

на сокращение объема занимаемой памяти ЭЦВМ, т. е. на K_s существенное влияние оказывает количество типономиналов активных элементов ИС. Чем больше T и D, тем больше K_s. Повышенное количество типономиналов активных элементов характерно для АИС, так что эффективного сокращения занимаемой памяти ЭЦВМ следует ожидать при статистическом анализе и оптимизации этого класса схем. При $5 \leqslant K_i \leqslant 25$ и $0{,}04 \leqslant U_i/K_i \leqslant 1$ K_n для ЦИС ($1 \leqslant T \leqslant 3$) лежит в диапазоне $1 \leqslant K_s \leqslant 6$—19. От степени интеграции K_s не зависит;

при грубом статистическом анализе (низкая точность математических моделей активных элементов, $5 \leqslant K_i \leqslant 10$) предложенный метод конкурирует с ММК по трудоемкости для АИС, содержащих до 100—120 активных элементов и для ЦИС, содержащих 120—150 активных элементов. При высокой точности статистического анализа ($20 \leqslant K_i \leqslant 25$) для АИС — 70—100 активных элементов, для ЦИС — 100—120 активных элементов;

при объеме памяти, выделенной для хранения значений коэффициентов корреляции между $\delta_к$, в 10 кбайт предложенный метод позволяет грубо анализировать АИС, содержащие до 150—200 активных элементов, ЦИС — до 500 активных элементов. При высокой точности для АИС — 100—120 активных элементов, для ЦИС — 250—400 активных элементов;

для статистического анализа сверхбольших ИС (СБИС), по-видимому, следует переходить к методам статистического макромоделирования фрагментов СБИС. Развитие технологии и переход к субмикронной технологии должен в большей степени проявлять статистические связи между параметрами активных элементов ИС и позволит использовать предложенный метод с максимальной эффективностью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Смолко Г. Г., Баталов Б. В., Казеннов Г. Г., Беляков Ю. Н. Методы статистического расчета интегральных схем. — В кн.: Микроэлектроника под ред. Васенкова А. А. — М.: Сов. радио, 1973, вып. 6, с. 11—26.

2. Архангельский А. Я. Аналитический метод вероятностного расчета электронных схем: Дис. канд. техн. наук. М., МИФИ, 1967.

3. Архангельский А. Я. Сравнение трудоемкости аналитических и численных вероятностных методов при расчете электронных схем на ЦВМ. — В кн.: Материалы семинара «Методы разработки радиоэлектронной аппаратуры», сб. 1, М., МДНТП им. Ф. Э. Дзержинского, 1970, с. 79—83.

4. Архангельский А. Я. Модель разброса параметров компонентов интегральных схем, предназначенная для вероятностных расчетов. — Электронная техника. Сер. 3 Микроэлектроника, 1977, вып. 4 (70), с. 3—8.

5. Баранов А. И., Архангельский А. Я. Способы ускорения статистического анализа электронных схем. — В кн.: Ядерная электроника. Под ред. Аргаханяна Т. М. — М.: Атомиздат, 1976, вып. 6, с. 5—8.

6. Архангельский А. Я., Баранов А. И., Дубровская И. В., Лев-

шин Н. Г. Вопросы вероятностного расчета и статистической оптимизации интегральных схем. В кн.: Ядерная электроника. Под ред. Аргаханяна Т. М. — М.: Атомиздат, 1978, вып. 8, с. 134—150.

7. Balabau P., Golembeski I. I. Statistical Analysis for Practical Circuit Design. — Proc. 1974, IEEE, Intern. Symp. on Circuits and Sustems, San-Francisco, 1974, p. 730—734.

8. Divekar D. A., Dutton R. W., MacGalla W. J. Bipolar IC Device Statistics An Experimental Study, — Proc. 1977 IEEE Intern. Symp. on Circuits and Sustems, 1977, p. 565—569.

9. Дубров А. М. Обработка статистических данных методом главных компонентов. М.: Статистика, 1978.

Статья поступила в декабре 1982 года

УДК 534.86+621.39

М. Л. Немировский, В. И. Игнатов, В. П. Ковешников

МЕТОДИКА АППРОКСИМАЦИИ ОПТИМАЛЬНОЙ АЧХ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКОГО ТРАКТА

Разработана методика аппроксимации оптимальной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) усилительной части электроакустического тракта (ЭАТ) на основе метода наименьших квадратов. Показано, что аппроксимация оптимальной АЧХ предложенным методом обеспечивает лишь оправданное усложнение усилительной части ЭАТ с точки зрения максимизируемой функции.

В работе [1] рассчитана оптимальная АЧХ усилительной части ЭАТ и выполнен расчет разборчивости речи, обеспечиваемой проектируемым трактом. Результаты этих расчетов приведены на рис. 1 (кривая 1) и рис. 2. Из рис. 1 следует, что кривая $K_{\text{тр. опт}}(f)$ имеет спад в средней части и подъем на краях полосы пропускания ЭАТ. Зависимость $E(f)$ (см. рис. 2) имеет более сложный характер изменения. Соответствующая ей разборчивость формант $A=26{,}4\%$, а разборчивость слов $W=92\%$.

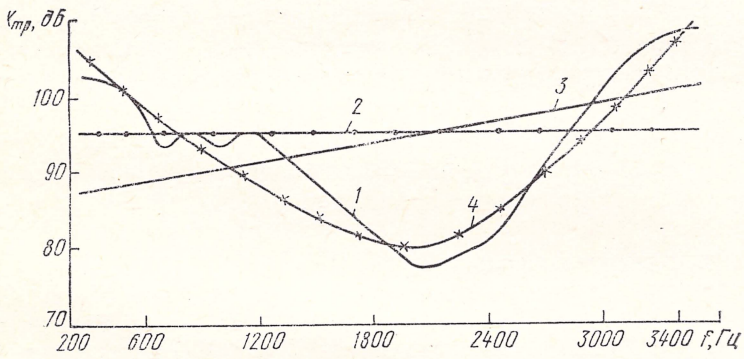


Рис. 1. Амплитудно-частотные характеристики ЭАТ:
1 — оптимальная согласно расчету; *2* — при аппроксимации полиномом нулевой степени; *3* — при аппроксимации полиномом первой степени; *4* — при квадратичной аппроксимации

Точно реализовать оптимальную АЧХ не представляется возможным ввиду ее сложности. Поэтому представляет интерес аппроксимация данной АЧХ более простой зависимостью. Так как оптимальной АЧХ

соответствует максимальная разборчивость речи, то зависимость, аппроксимирующая кривую оптимальной АЧХ, должна иметь наименьшее отклонение от нее, чтобы разница между максимальным и полученным значениями разборчивости речи была наименьшей. При аппроксимации используем метод наименьших квадратов, а в качестве аппроксимирующей функции по этому методу выберем полином R степени q

$$R_q(f_i) = A_0 f_0^q + A_1 f_i^{q-1} + \ldots + A_{q-1} f_i + A_q, \qquad (1)$$

где f_i — средняя частота полосы равной разборчивости;
$i = 1 \ldots, n$ — число полос равной разборчивости, учитываемых при расчете.

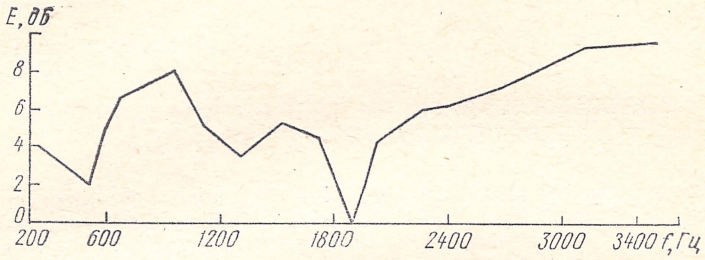


Рис. 2. Зависимость уровня ощущения речевого сигнала от частоты при оптимальной АЧХ ЭАТ

Самой простой аппроксимирующей функцией будет горизонтальная прямая, соответствующая (1) при $q = 0$.

Из классического метода наименьших квадратов следует, что коэффициент A_0 равен среднему арифметическому значению ординат кривой $K_{\text{тр. опт}}(f)$, что составляет, согласно рис. 1, 91,4 дБ. В связи с этим представляет интерес оценить разборчивость речи, обеспечиваемую ЭАТ с прямолинейной АЧХ, и возможность применения классического метода наименьших квадратов к аппроксимации его оптимальной АЧХ.

Для этого был составлен алгоритм расчета $E_i = f(K_{\text{тр}})$. Так как зависимости $p = f(E)$ и $W = f(A)$ представлены только графически, пришлось их аппроксимировать аналитическими выражениями соответственно:

$$p = 0{,}028\,E + 0{,}18 \quad \text{для} \quad 20 \text{ дБ} > E > 0; \qquad (2)$$

$$p = exp\,[0{,}09\,(E - 14{,}875)] - 0{,}082 \quad \text{для} \quad E < 0; \qquad (3)$$

$$W = [1 - exp\,(-0{,}087\,A)]\,100, \qquad (4)$$

где A и W выражены в процентах.

Погрешность аппроксимации функции $p = f(E)$ при 20 дБ $> E > 0$ не хуже $\pm 0{,}01$, а функции $W = f(A)$ при $0{,}5 > A > 0{,}13$ — не больше $\pm 0{,}5\%$.

На рис. 3 представлены зависимости $E_i = f(K_{\text{тр}})$ для каждой полосы равной разборчивости при изменении $K_{\text{тр}}$ от $K_{\text{тр. min}} = 77$ дБ до $K_{\text{тр. max}} = 108{,}6$ дБ (согласно рис. 1). Эти зависимости позволяют рассчитать разборчивость речи не только для горизонтальной, но и для любой другой аппроксимации оптимальной АЧХ ЭАТ, не прибегая к помощи ЭВМ. На рис. 4 приведена зависимость $W = f(K_{\text{тр}})$ для тех же значений $K_{\text{тр}}$, что и на рис. 3. Из рис. 4 следует, что максимум разборчивости слов $W = 82{,}6\%$ соответствует $K_{\text{тр}} = 95$ дБ, а не $K_{\text{тр}} = 91{,}4$ дБ, при котором $W = 82{,}1\%$. Допустим, что погрешность расчета разборчи-

вости речи составляет ±1%, тогда разброс коэффициента усиления электроакустического тракта $\Delta K_{тр}$, при котором обеспечивается $W = (82{,}6 \pm 1{,}0)\%$, будет равен 9 дБ. Этот разброс получен как разница между значениями 99 и 90 дБ при $W = 81{,}5\%$ справа и слева от максимального значения разборчивости слов 82,6%. Таким образом, классический метод наименьших квадратов вполне допустим для аппроксимации оптимальной АЧХ ЭАТ, хотя при этом не обеспечивается максимально возможная разборчивость речи для заданных условий эксплуатации.

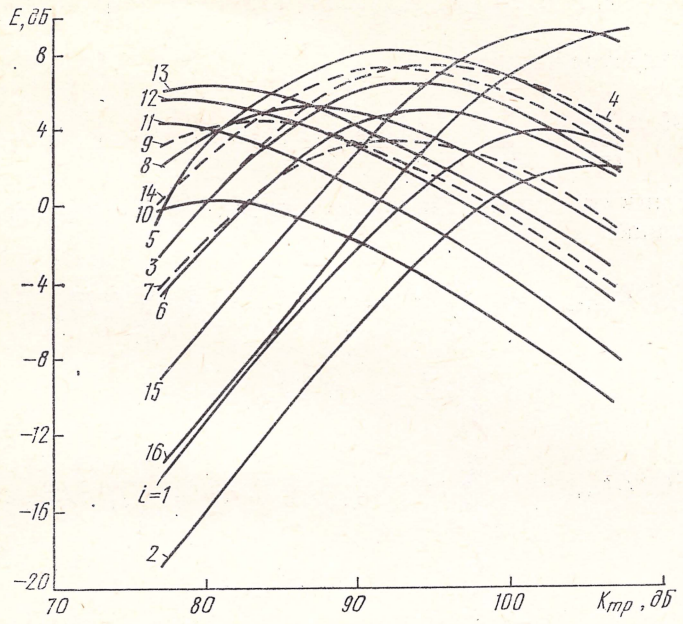


Рис. 3. Зависимость уровня ощущения речевого сигнала от коэффициента усиления ЭАТ в полосах равной разборчивости

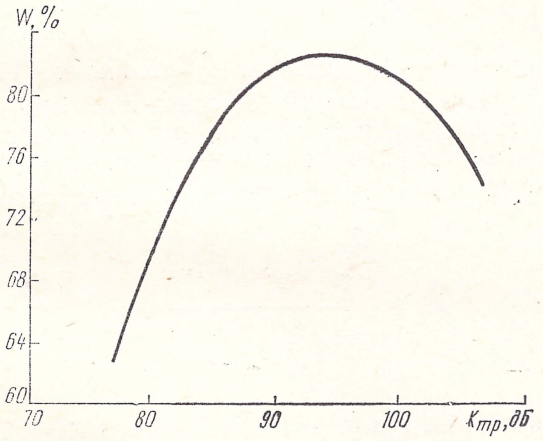


Рис. 4. Зависимость разборчивости слов от коэффициента усиления ЭАТ

Как известно, коэффициент A_q полинома (1) определяется из условия минимума суммы квадрата ошибок. В рассматриваемом случае ошибка определяется из соотношения

$$\varepsilon_i = K_{\text{тр. опт } i} - (A_0 f_i^q + \ldots + A_q). \tag{5}$$

Очевидно, что весовой коэффициент ошибок в уменьшении разборчивости речи будет неодинаков. Если в качестве весовых коэффициентов ошибок выбрать максимальные значения $E_{i\,\max}$, соответствующие $K_{\text{тр. опт } i}$, то

$$\varepsilon_i = E_{i.\,\max}\,[K_{\text{тр. опт } i} - (A_0 f_i^q + \ldots + A_q)], \tag{6}$$

а сумма квадратов ошибок

$$M = \sum_{i=1}^{n} \varepsilon_i^2 = \sum_{i=1}^{n} E_{i\,\max}^2\,[K_{\text{тр. опт } i} - (A_0 f_i^q + \ldots + A_q)]^2. \tag{7}$$

Условие минимума суммы квадратов ошибок $\frac{\partial M}{dA_q} = 0$ приводит к системе уравнений:

$$\left.\begin{aligned}
&A_0 \sum_{i=1}^{n} f_i^{2q} E_{i\,\max}^2 + A_1 \sum_{i=1}^{n} f_i^{2q-1} E_{i\,\max}^2 + \ldots + A_q \sum_{i=1}^{n} f_i^q E_{i\,\max}^2 = \\
&\qquad = \sum_{i=1}^{n} K_{\text{тр. опт } i}^2 f_i^q\, E_{i\,\max}^2; \\
&A_0 \sum_{i=1}^{n} f_i^{2q-1} E_{i\,\max}^2 + A_1 \sum_{i=1}^{n} f_i^{2q-2} E_{i\,\max}^2 + \ldots + A_q \sum_{i=1}^{n} f_i^{q-1} E_{i\,\max}^2 = \\
&\qquad = \sum_{i=1}^{n} K_{\text{тр. опт } i}^2 f_i^{q-1} E_{i\,\max}^2; \\
&A_0 \sum_{i=1}^{n} f_i^q E_{i\,\max}^2 + A_1 \sum_{i=1}^{n} f_i^{q-1} E_{i\,\max}^2 + \ldots + A_q \sum_{i=1}^{n} E_{i\,\max}^2 = \\
&\qquad = \sum_{i=1}^{n} K_{\text{тр. опт } i}^2 E_{i\,\max}^2,
\end{aligned}\right\} \tag{8}$$

из которой определяется коэффициент A_q полинома (1).

Как видно, система уравнений (8) отличается от системы, соответствующей классическому методу наименьших квадратов, наличием множителя $E_{i\,\max}^2$ во всех слагаемых системы уравнений (8).

При $q=0$ из (8) получаем средневзвешенный коэффициент

$$A_0 = \frac{\sum_{i=1}^{n} K_{\text{тр. опт } i}^2 E_{i\,\max}^2}{\sum_{i=1}^{n} E_{i\,\max}^2}. \tag{9}$$

Отсюда, используя данные рис. 1 и 2, имеем $A_0 = 95$ дБ, что совпадает с $K_{\text{тр}} = 95$ дБ (согласно рис. 4), при котором обеспечивается для данной формы АЧХ максимальная разборчивость речи.

С целью повышения разборчивости речи аппроксимируем оптимальную АЧХ ЭАТ полиномом первой степени. В этом случае при $q=1$ система уравнений (8) имеет вид:

$$\left.\begin{aligned} A_0\sum_{i=1}^{n} f_i^2 E_{i\max}^2 + A_1\sum_{i=1}^{n} f_i E_{i\max}^2 &= \sum_{i=1}^{n} K_{\text{тр. опт } i} f_i E_{i\max}^2; \\ A_0\sum_{i=1}^{n} f_i E_{i\max}^2 + A_1\sum_{i=1}^{n} E_{i\max}^2 &= \sum_{i=1}^{n} K_{\text{тр. опт } i} E_{i\max}^2. \end{aligned}\right\} \quad (10)$$

Отсюда

$$A_0 = \frac{\sum_{i=1}^{n} K_{\text{тр. опт } i} f_i E_{i\max}^2 - \frac{1}{\sum_{i=1}^{n} E_{i\max}^2}\sum_{i=1}^{n} f_i E_{i\max}^2 - \sum_{i=1}^{n} K_{\text{тр. опт } i} E_{i\max}^2}{\sum_{i=1}^{n} f_i^2 E_{i\max}^2 - \sum_{i=1}^{n} f_i E_{i\max}^2 \sum_{i=1}^{n} E_{i\max} \frac{1}{\sum_{i=1}^{n} E_{i\max}^2}}; \quad (11)$$

$$A_1 = \frac{1}{\sum_{i=1}^{n} E_{i\max}^2}\left(\sum_{i=1}^{n} K_{\text{тр. опт } i} E_{i\max}^2 - A_0\sum_{i=1}^{n} f_i E_{i\max}^2\right). \quad (12)$$

Используя данные, представленные на рис. 1 и 2, получаем $A_0=3{,}6$ и $A_1=87{,}17$. Тогда полином (1) при $q=1$ имеет вид

$$R_q(f_i) = 3{,}6 f_i + 87{,}17. \quad (13)$$

На рис. 1 кривыми 2 и 3 изображены аппроксимирующие оптимальную АЧХ полиномы (R_0 и R_1) нулевой и первой степени, соответственно. При линейной аппроксимации оптимальной АЧХ ЭАТ разборчивость слов составила 89%, что меньше максимально возможной разборчивости речи, обеспечиваемой ЭАТ с оптимальной АЧХ.

Оценим влияние квадратичной аппроксимации оптимальной АЧХ на разборчивость речи. В этом случае при $q=2$ система (8) принимает вид:

$$\left.\begin{aligned} A_0\sum_{i=1}^{n} f_i^4 E_{i\max}^2 + A_1\sum_{i=1}^{n} f_i^3 E_{i\max}^2 + A_2\sum_{i=1}^{n} f_i^2 E_{i\max}^2 &= \sum_{i=1}^{n} K_{\text{тр. опт } i} E_{i\max}^2 f_i^2; \\ A_0\sum_{i=1}^{n} f_i^3 E_{i\max}^2 + A_1\sum_{i=1}^{n} f_i^2 E_{i\max}^2 + A_2\sum_{i=1}^{n} f_i E_{i\max}^2 &= \sum_{i=1}^{n} K_{\text{тр. опт } i} f_i E_{i\max}^2; \\ A_0\sum_{i=1}^{n} f_i^2 E_{i\max}^2 + A_1\sum_{i=1}^{n} f_i E_{i\max}^2 + A_2\sum_{i=1}^{n} E_{i\max}^2 &= \sum_{i=1}^{n} K_{\text{тр. опт } i} E_{i\max}^2. \end{aligned}\right\} \quad (14)$$

Коэффициенты A_q находятся по формуле Крамера

$$A_q = \frac{\Delta_q}{\Delta}, \quad (15)$$

где Δ — определитель системы (14), а Δ_q есть определитель, у которого q-й столбец заменен правой частью системы (14). Рассчитать коэффициенты A_q вручную довольно сложно, поэтому целесообразно восполь-

зоваться стандартной программой для решения системы уравнений (14). Затем по найденным значениям коэффициентов A_q конкретизируется полином (1) для $q=2$:

$$R_2(f_i) = A_0 f_i^2 + A_1 f_i + A_2 = K_{\text{тр}}(f_i), \qquad (16)$$

который показан кривой 4 на рис. 1.

Разборчивость речи ЭАТ с квадратичной аппроксимацией оптимальной АЧХ составила $W=91{,}5\%$, что практически совпадает с максимальным значением $W=92\%$. Квадратичная форма АЧХ ЭАТ может быть реализована на резистивном усилителе с горизонтальной АЧХ, нагрузка которого зашунтирована последовательным колебательным контуром, причем резонансная частота этого контура соответствует минимуму параболы согласно (16). Такой усилитель не вызывает трудностей в реализации и настройке.

ЛИТЕРАТУРА

1. Немировский М. Л., Игнатов В. И., Ковешников В. П. Оптимизация параметров электроакустического тракта с применением ЭЦВМ. — Техника средств связи. Сер. ВОС, 1982, вып. 2, с. 95—106.

Статья поступила в апреле 1983 года

УДК 621.395.61.03

С. А. Дмитриев, М. В. Фунтиков

МЕТОД РАСЧЕТА ДОПУСТИМЫХ ПОТЕРЬ В АНАЛОГОВЫХ ВОЛС

Рассматривается метод расчета допустимых потерь в аналоговых ВОЛС, заключающийся в определении минимально допустимой мощности оптического сигнала, при которой будет соблюдаться отношение сигнал/шум. Определяются составляющие шума и выводится общее выражение для минимального тока сигнала.

Для определения допустимых потерь в аналоговых волоконно-оптических линиях связи (ВОЛС), требований к элементам ВОЛС (излучатель, волоконно-оптический кабель, разъем, фотоприемник) и оптимальных режимов их работы необходимо знать минимально-допустимую мощность оптического сигнала, при которой будет соблюдаться требуемое отношение сигнал/шум. Минимально-допустимая мощность сигнала $P_{s\,\min}$ определяется уровнем шумов на выходе приемного усилителя, поэтому рассмотрим возможные источники шумов в приемнике оптического сигнала.

Дробовой шум фотодиода. Ток, вырабатываемый в фотодиодах при засветке их оптическим сигналом, состоит из отдельных носителей, поэтому на постоянный, либо изменяющийся ток фотодиода накладываются нерегулярные колебания, соответствующие случайным колебаниям электрической энергии. Дисперсия дробового шума фотодиода равна [1]:

$$\overline{I}^2_{\text{ф. др}} = 2eI_{\text{ф}}\Delta f, \qquad (1)$$

где e — заряд электрона;

$I_{\text{ф}}$ — постоянная составляющая тока, проходящего через фотодиод;

Δf — полоса усиливаемых частот.

Шум биений между спектральными составляющими источника излучения. Источник излучения (светодиод) имеет широкий спектр излучения, поэтому в волоконном световоде присутствуют хроматическая и

межмодовая дисперсии, из-за которых в фотодетекторе возникает шум биений:

$$\overline{I}_б^2 = 2 I_s^2 \frac{\Delta f}{\Delta U}\left(1 - \frac{\Delta f}{\Delta U}\right),$$

где I_s — сигнальный ток фотодиода;
ΔU — ширина спектра источника излучения.
Так как в нашем случае $\Delta f \ll \Delta U$, то

$$\overline{I}_б^2 = 2 I_s^2 \frac{\Delta f}{\Delta U}. \qquad (2)$$

Шумы фонового излучения. Число фотонов, принятое в единичном интервале частот фотоприемником площадью $S_{ф.п}$, выражается формулой Планка [1]:

$$n = \frac{S_{ф.п} f^2}{c^2\left(e^{\frac{hf}{кT}} - 1\right)},$$

где c — скорость света в вакууме;
h — постоянная Планка;
k — постоянная Больцмана;
T — абсолютная температура;
f — частота излучения.
Считая $\frac{hf}{kT} \gg 1$ и интегрируя в полосе пропускания фотоприемника, получим

$$n = S_{ф.п} \frac{кT}{h} B^2/c^2 e^{-\frac{h(f_0 - B/2)}{кT}},$$

где f_0 — средняя частота полосы пропускания фотоприемника;
B — полоса частот фотоприемника.
Эти фотоны вызывают в фотоприемнике ток [1]:

$$I_{фот} = e n \eta_{ф.д.},$$

где $\eta_{ф.д}$ — квантовая эффективность фотоприемника.
Из-за квантовой природы излучения появляется квантовый шум средней мощности [1]:

$$P_{кв} = h f_0 \Delta f,$$

который дает шумовой ток в фотоприемнике:

$$I_{ш.кв} = e \eta_{ф.д.} \frac{P_{кв}}{h f_0} = e \eta_{ф.д.} \Delta f;$$

$$\overline{I}^2_{ш.кв} = e^2 \eta^2_{фд} \Delta f^2. \qquad (3)$$

Шумы перекрестного излучения. В ВОЛС, в которых источники и приемники излучения конструктивно расположены в одном разъеме, часть излучения светодиода может попадать на расположенный рядом фотодиод. Кроме того, волоконно-оптический кабель обычно содержит несколько волоконных световодов и излучение из одного попадает в другой. Мощность перекрестных помех можно выразить формулой:

$$P_{пер} = n_1 P_{раз} K_{раз} + (n_2 - 1) P_{лин} K_{лин}, \qquad (4)$$

где n_1 — количество светодиодов в разъеме;
$P_{раз}$ — мощность светодиода, теряемая в разъеме;

$K_{раз}$ — коэффициент развязки разъема;
n_2 — количество световодов в кабеле;
$P_{лин}$ — мощность излучения в линии;
$K_{лин}$ — коэффициент развязки линии.

$$P_{раз} = P_{сд}(1 - K_{вв}), \text{ а } P_{лин} = P_{св} \cdot K_{вв},$$

где $P_{сд}$ — мощность излучения светодиода;
$K_{вв}$ — коэффициент ввода.

Подставив эти выражения в (4), получим:

$$P_{пер} = P_{сд} K_{пер};$$

$$K_{пер} = n_1 K_{раз}(1 - K_{вв}) + (n_2 - 1) K_{лин} K_{вв}.$$

Переменная составляющая перекрестного излучения дает ток помехи на выходе фотоприемника:

$$I_{пер} = e \eta_{фд} \frac{P_{пер}}{hf_0} = e \eta_{фд} \frac{\overline{P}_{сд}}{hf_0} K_{пер},$$

где $\overline{P}_{сд}$ — переменная составляющая мощности излучения светодиода.

$$\overline{I}^2_{пер} = e^2 \eta^2_{фд} \left(\frac{\overline{P}_{сд}}{hf_0}\right) K^2_{пер}. \qquad (5)$$

Шумы приемного усилителя. Фотодиод является источником сигнального тока, т. е. источником с большим внутренним сопротивлением, поэтому для оценки влияния усилителя на чувствительность удобно характеризовать шумы усилителя эквивалентным шумовым источником тока на выходе.

На рис. 1 приведена эквивалентная схема приемника оптического сигнала [2].

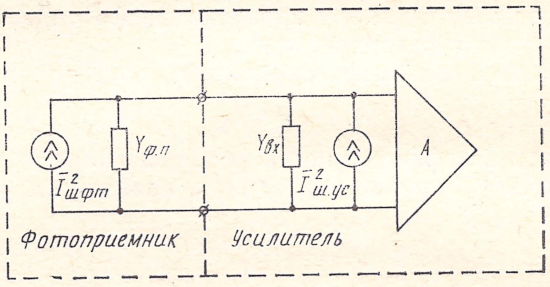


Рис. 1. Эквивалентная схема приемника оптического сигнала:
$I^2_{ш.\,фп}$ — шумы фотоприемника; $Y_{фп}$ — выходная проводимость фотоприемника; $Y_{вх}$ = входная проводимость усилителя; $I^2_{ш.\,ус}$ — эквивалентный шумовой ток усилителя; A — нешумящий усилитель с бесконечным входным сопротивлением

На рис. 2 показана частотная зависимость эквивалентного шумового тока для полевых и биполярных транзисторов.

Складывая значение всех шумов по п.п. 1—4, получим значения шумов фотоприемника:

$$\overline{I}^2_{ш.\,фп} = \overline{I}^2_{ф.\,др} + \overline{I}^2_{б} + \overline{I}^2_{ш.\,кв} + \overline{I}^2_{пер}.$$

Раскроем значения составляющих шума фотоприемника по формулам (1), (2), (3), (5):

$$\overline{I}^2_{\text{ш. фп}} = 2e I_{\text{ф}} \Delta f + 2\overline{I}^2_s \frac{\Delta f}{\Delta U} + e^2 \eta^2_{\text{фд}} (\Delta f)^2 + e^2 \eta^2_{\text{фд}} \left(\frac{\overline{P}_{\text{сл}}}{hf_0} \right)^2 K^2_{\text{пер}} . \qquad (6)$$

Так как

$$I_{\text{ф}} = I'_s + I_{\text{фот}} + I'_{\text{пер}} + I_{\text{т}},$$

где I'_s — постоянная составляющая тока сигнала;

$I_{\text{пер}}$ — постоянная составляющая тока перекрестного излучения;

$I_{\text{т}}$ — темновой ток фотодиода,

то (6) можно записать в следующем виде:

$$\overline{I}^2_{\text{ш, фп}} = 2e\Delta f \left(I_s + e n \eta_{\text{фд}} + e \eta_{\text{фд}} \frac{\overline{P}_{\text{сд}}}{hf_0} K_{\text{пер}} + I_{\text{т}} \right) +$$

$$+ 2 I^2_s \frac{\Delta f}{\Delta U} + e^2 \eta^2_{\text{фд}} (\Delta f)^2 + e^2 \eta^2_{\text{фд}} \left(\frac{\overline{P}_{\text{сд}}}{hf_0} \right)^2 K^2_{\text{пер}} . \qquad (7)$$

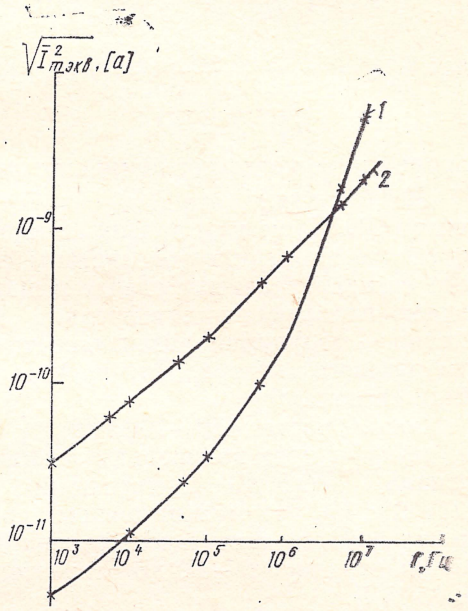


Рис. 2. Эквивалентный шумовой ток на входе усилителя: *1* — для полевого транзистора КП303В; *2* — для биполярного транзистора КТ342Б

Шумы на выходе усилителя:

$$\overline{I}^2_{\text{ш. экв}} = \overline{I}^2_{\text{ш. ус}} + \overline{I}^2_{\text{ш. фп}} .$$

Из (7) видно, что имеются составляющие шумов, зависящие и не зависящие от полезного сигнала:

$$\overline{I}^2_{\text{ш. экв}} = 2\overline{I}^2_s \frac{\Delta f}{\Delta U} + 2e\Delta f I_s + \overline{I}^2_{\text{ш}} ,$$

где

$$\overline{I}^2_{\text{ш}} = 2e\Delta f \left(e n \eta_{\text{фд}} + e \eta_{\text{фд}} \frac{\overline{P}_{\text{сд}}}{hf_0} K_{\text{пер}} + I_{\text{т}} \right) +$$

$$+ e \eta^2_{\text{фд}} (\Delta f)^2 + e^2 \eta^2_{\text{фд}} \left(\frac{\overline{P}_{\text{сд}}}{hf_0} \right)^2 K^2_{\text{пер}} + \overline{I}^2_{\text{ш. ус}} .$$

Тогда отношение сигнал/шум на выходе усилителя приема:

$$Q_i = \sqrt{\frac{I_s^2}{\overline{I}^2_{\text{ш. экв}}}} = \sqrt{\frac{I_s^2}{2e\Delta f I_s + 2I_s^2\frac{\Delta f}{\Delta U} + \overline{I}^2_{\text{ш}}}}.$$

Отсюда можно определить минимальный ток сигнала, при котором еще будет выполняться заданное отношение сигнал/шум:

$$I_{s\,\min} = I_{\text{пред}}\left\{\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\left[1 + \eta^2_{\text{фд}}\left(\frac{1}{Q_i^2} - 2\frac{\Delta f}{\Delta U}\right) + \right.\right.$$

$$+ \frac{\eta^2_{\text{фд}}\overline{P}^2_{\text{сд}}K^2_{\text{пер}}}{(\Delta f)^2(hf_0)^2}\left(\frac{1}{Q_i^2} - 2\frac{\Delta f}{\Delta U}\right) + \frac{2e n \eta_{\text{фд}}}{\Delta f}\left(\frac{1}{Q_i^2} - 2\frac{\Delta f}{\Delta U}\right) +$$

$$\left.\left. + 2\frac{I_{\text{т}}}{e\Delta f}\left(\frac{1}{Q_i^2} - 2\frac{\Delta f}{\Delta U}\right) + \frac{\overline{I}^2_{\text{ш. ус}}}{e^2(\Delta f)^2}\left(\frac{1}{Q_i^2} - 2\frac{\Delta f}{\Delta U}\right)\right]^{1/2}\right\}, \qquad (8)$$

где $I_{\text{пред}} = \dfrac{2e\Delta f}{\dfrac{1}{Q_i^2} - 2\dfrac{\Delta f}{\Delta U}}$ — предельное значение (минимальное) тока

топриемника, когда нет шумов, не зависящих от сигнала.

Из (8) видно, что $I_{s\,\min}$ зависит не только от характеристик элементов ВОЛС, но и от заданных параметров полезного сигнала, которые определяются структурой системы связи и видом модуляции оптического сигнала. Поэтому расчет минимально возможной мощности необходимо проводить применительно к конкретному типу модуляции, а именно — модуляции интенсивности излучения непосредственно сигналом речевого спектра. Для расчета используем следующие характеристики сигнала:

полоса частот 150—7000 Гц;

коэффициент нелинейных искажений 2% при номинальном уровне сигнала (—3,5 дБ относительно нулевого измерительного уровня 0,775 В); 7% при максимальном уровне сигнала (+13,5 дБ относительно нулевого измерительного уровня 0,775 В);

уровень шума — 60 дБ относительно нулевого измерительного уровня 0,775 В.

Исходя из этих характеристик, постоянная составляющая тока фотодиода равна +18 дБ относительно нулевого уровня. Следовательно, требуемое отношение сигнал/шум $Q_i = 78$ дБ (≈ 8000).

Подставляя значения $Q_i = 8000$; $\Delta f = 10^4$ Гц; $\Delta U = 10^{13}$ Гц; $\eta_{\text{фд}} = 0{,}4$ А/Вт: $f_0 = 4{,}5 \cdot 10^{14}$ Гц; $h = 6{,}62 \cdot 10^{-34}$ Дж · с; $P_{\text{сд}} = 10$ мВт; $\overline{P}_{\text{сд}} = 1$ мВт; $K_{\text{пер}} < 10^{-7}$; $n = 9{,}4 \cdot 10^3$ $S_{\text{ф. п}}$ в формулу (8) и сокращая члены, значения которых пренебрежимо малы, имеем:

$$\overline{I}_{s\,\min} = 2{,}3 \cdot 10^{-7}\left\{\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\left[1 + 1{,}8 \cdot 10^7 I_{\text{т}} + 0{,}55 \cdot 10^{22} I_{\text{ш. ус}}\right]^{1/2}\right\}.$$

Результаты вычислений $I_{s\,\min}$ и $P_{\min}$ для фотодиодов ФД-8К и ФД-252, работающих с усилителями на полевых и биполярных транзисторах, приведены в таблице.

Тип фотодиода	Характеристики		
	$I_{s\,min}$, (А)	P_{min}, (Вт)	P_{min}, ($дБм$)
ФД-8К (усилитель на полевых транзисторах	$6{,}2 \cdot 10^{-7}$	$15{,}5 \cdot 10^{-7}$	—23,1
ФД-8К (усилитель на биполярных транзисторах)	$11{,}04 \cdot 10^{-7}$	$27{,}6 \cdot 10^{-7}$	—25,6
ФД-252 (усилитель на полевых транзисторах)	$2{,}7 \cdot 10^{-7}$	$6{,}75 \cdot 10^{-7}$	—31,7
ФД-252 (усилитель на биполярных транзисторах)	$7{,}7 \cdot 10^{-7}$	$19{,}25 \cdot 10^{-7}$	—27,2

Данные таблицы показывают, что более перспективно использование усилителей на полевых транзисторах и *p-i-n* фотодиодов (ФД-252, ФД 8 К-*p-n* фотодиод), которые позволяют обеспечить больший энергетический потенциал аналоговой ВОЛС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Росс М. Лазерные приемники. — М.: Мир, 1969.
2. Унгер Г. Г. Оптическая связь. — М.: Связь, 1979.

Статья поступила в марте 1983 года

УДК 621.383.52

Кандидаты техн. наук **Г. Н. Котович, В. Ф. Ламекин**

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ НИЗКОСКОРОСТНЫХ КОДЕКОВ С ДЕЛЬТА-МОДУЛЯЦИЕЙ

Рассматривается структура низкоскоростного дельта-кодека, в котором ограничение скорости входного сигнала производится с помощью расчленения полосы частот, занимаемой входным сигналом, на 3—4 перекрывающихся частотных поддиапазона с последующей компрессией сигналов по уровню в пределах каждого поддиапазона. Приводится методика его расчета для равномерного спектра.

Под низкоскоростными следует понимать такие кодеки, у которых тактовая частота в два—четыре раза превышает верхнюю частоту спектра входного сигнала. При преобразовании ограниченных по спектру речевых сигналов значения тактовой частоты обычно лежат в пределах от 6 до 12 кГц. Известные приемы оптимизации цепей компандирования кодеков для обеспечения заданного качества разговорного тракта, которые применялись при обычной ДМ [1—5], при низкоскоростной ДМ неприемлемы, так как, во-первых, незначительна корреляция сигнала между соседними отсчетами тактовой частоты, и во-вторых, велика вероятность наступления режима перегрузки при небольших скоростях изменения входного сигнала. Поэтому основной метод, используемый при построении низкоскоростных кодеков [6, 7], заключается в разумном ограничении скорости изменения входного сигнала, не приводящем к заметному ухудшению качества преобразуемых сигналов на передаю-

щей стороне и восстанавливаемых — на приемной. Если при обычной ДМ основным критерием качества является защищенность сигнала (т. е. выраженное в децибеллах отношение сигнал/шум), которую необходимо обеспечить в заданных динамическом и частотном диапазонах, то при низкоскоростной ДМ основными качественными характеристиками являются субъективные параметры, такие как разборчивость, натуральность и естественность речи [8]. В настоящее время отработаны в математическом виде или в виде таблиц соответствия функциональные взаимосвязи между субъективными и объективными параметрами оценки качества речевого сигнала, и поэтому очень трудно научно обоснованно подойти к выбору структуры низкоскоростного кодекса. Видимо, по этой же причине в литературе отсутствуют методы расчета качественных характеристик, параметров функциональных узлов структурных схем низкоскоростных кодеков.

При общем подходе известные технические решения, применяемые при реализации низкоскоростных кодеков, можно разделить на две основные группы.

К первой группе относятся кодеки [6, 7], в которых ограничение скорости входного сигнала производится с помощью расчленения полосы частот, занимаемой входным сигналом, на 3—4 перекрывающихся частотных поддиапазона с последующей компрессией сигналов по уровню в пределах каждого поддиапазона (рис. 1 и 2).

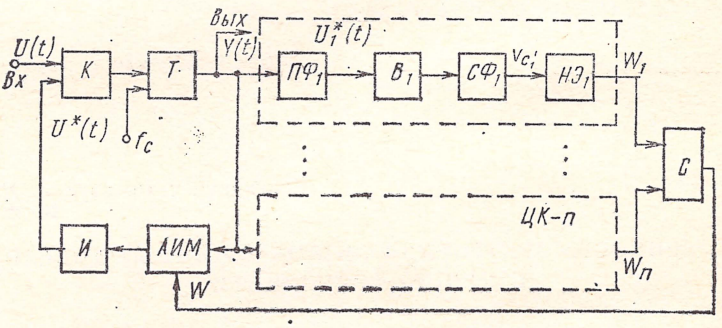


Рис. 1. Структурная схема низкоскоростного кодера с обратным управлением

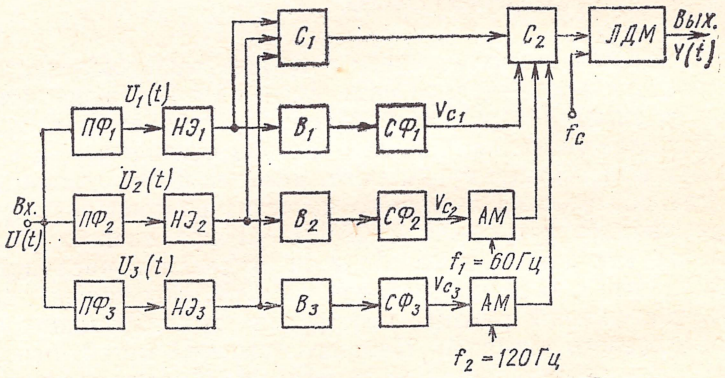


Рис. 2. Структурная схема низкоскоростного кодера с аналоговой обработкой выходного сигнала

Ко второй группе относятся прогностические кодеки [10], в которых адаптация осуществляется в соответствии с алгоритмом работы цепи компандирования, основанном на вычислении прогностических коэффициентов в результате анализа изменения плотности цифрового ДМ сигнала на интервале двух или трех тактовых интервалов (рис. 3).

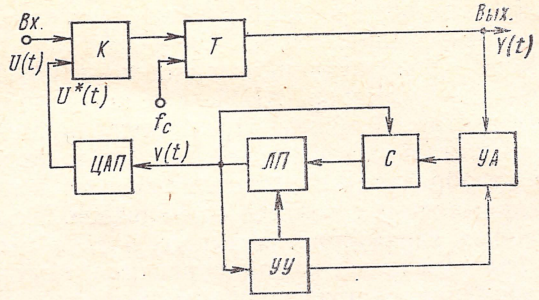


Рис. 3. Структурная схема низкоскоростного кодера с формированием сигнала управления шагом квантования в соответствии с корреляционными свойствами речевого сигнала

В литературе описаны также низкоскоростные кодеки [9], в которых применяются хорошо известные методы построения цепей компандирования. Возможность снижения тактовой частоты достигается в них за счет получения сигнала управления шагом квантования непосредственно из входного аналогового сигнала (рис. 4) или за счет ограничения спектра входного сигнала по полосе (рис. 5). В первом случае усложняется процесс декодирования ДМ сигнала из-за необходимости

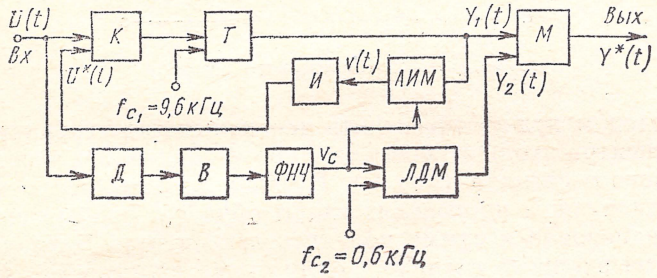


Рис. 4. Структурная схема низкоскоростного кодера с прямым управлением

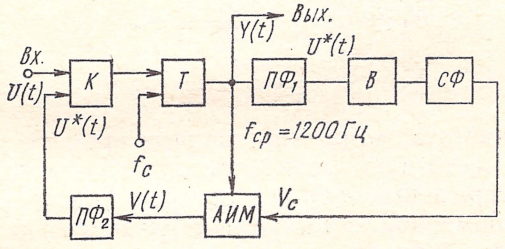


Рис. 5. Структурная схема низкоскоростного кодера с обратным управлением и обработкой сигнала в спектре сосредоточения максимальной энергии речевого сигнала

передачи сигнала управления шагом квантования по отдельному временному каналу, а во втором — ухудшаются разборчивость речи и узнаваемость говорящего абонента за счет исключения высокочастотных составляющих спектра речевого сигнала.

Классическим вариантом построения низкоскоростного кодера с обратным управлением является структурная схема, представленная на рис. 1, где К — компаратор, Т — тактируемый триггер задержки, ПФ — полосовой фильтр, В — выпрямитель, СФ — слоговый фильтр, НЭ — нелинейный элемент, реализующий операцию возведения в степень входного сигнала, С — сумматор, АИМ — амплитудно-импульсный модулятор, И — интегратор. В общем случае кодер может иметь n индивидуальных цепей компандирования (ЦК), число которых ограничивается спектром преобразуемого входного речевого сигнала $U(t)$ и характеристиками применяемых полосовых фильтров. В задачу анализа и расчета качественных характеристик такого кодека входит выявление числа n индивидуальных цепей компандирования, выбор характеристики нелинейного элемента, оценки величины отношения сигнал/шум. Исходными данными для решения такой задачи являются тактовая частота f_c, частотный Δf и динамический D диапазоны изменения входного аналогового сигнала.

При анализе качественных характеристик исследуемого кодера будем считать, что на входе действует гармонический сигнал, амплитуда которого может меняться в пределах от $U_{m\,\min}$ до $U_{m\,\max}$, и что полосовые фильтры реализованы с применением RC звеньев (рис. 6). Как

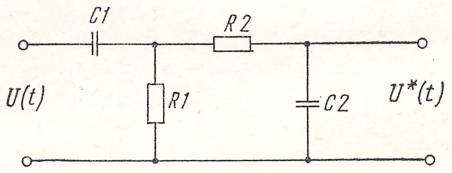


Рис. 6. Схема полосового фильтра

правило, кодером нужно обеспечить неискаженную передачу либо равномерного спектра входного сигнала, либо усредненного энергетического спектра речевого сигнала (рис. 7). В обоих случаях разбиение на частотные поддиапазоны производят таким образом, чтобы независимо от числа поддиапазонов в сумме получить огибающую, близкую к огибающей спектра входного сигнала. Если схема полосового фильтра известна (см. рис. 6), то, зная модуль коэффициента передачи $K(\omega)$ каждого звена

$$K_1(\omega) = \frac{\omega\tau_1}{\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2}}; \qquad (1)$$

$$K_2(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau_2)^2}}, \qquad (2)$$

где ω — текущая частота; τ_1, τ_2 — постоянные времени звеньев фильтра, можно построить частотную характеристику для каждого поддиапазона и тем самым определить для них центральные частоты f_1, f_2, f_3, f_n.

В случае равномерной частотной характеристики максимальные амплитуды входного сигнала на каждой центральной частоте будут равны между собой, т. е. $U_{m_1\,\max} = U_{m_2\,\max} = \ldots . U_{m_n\,\max}$.

Для речевого сигнала амплитудные значения гармонического сигнала, соответствующие значениям $G_1(f)$, $G_2(f)$, . . ., $G_n(f)$ и воздейст-

вующие на вход кодера, будут различными, а, следовательно, и условия перегрузки в пределах каждого частотного поддиапазона будут на каждой центральной частоте различными:

$$\left.\begin{aligned} U_{m_1\,\max} &\leqslant \frac{\delta_{\max} f_c}{2\pi f_1}\,; \\ &\cdots\cdots\cdots \\ U_{m_n\,\max} &\leqslant \frac{\delta_{\max} f_c}{2\pi f_n}\,, \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

где $\delta_{\max}$ — шаг квантования, соответствующий границе перегрузки. Таким образом, при анализе низкоскоростных кодеков необходимо пользоваться не одним, а несколькими входными эталонными гармоническими сигналами, каждый из которых строго соответствует своей центральной частоте, причем в точках G_1, G_2, ..., G_n (см. рис. 7) необ-

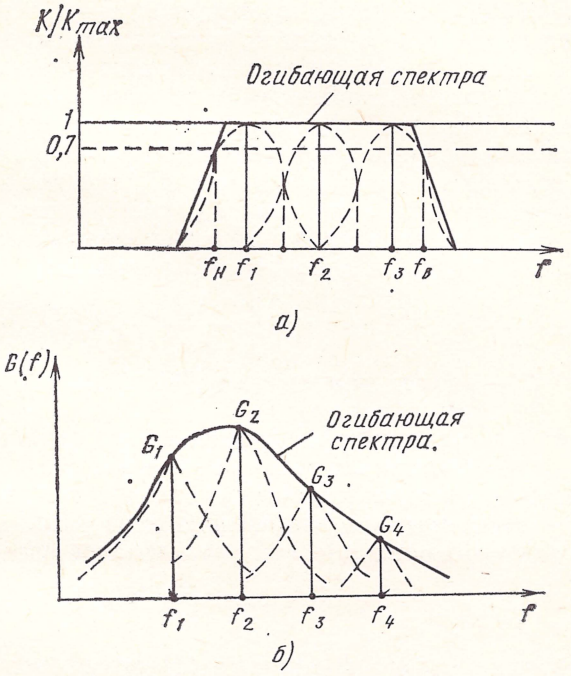


Рис. 7. Частотные характеристики кодера:
а — в случае равномерного распределения спектра входного сигнала;
б — в случае речевого сигнала

ходимо выполнять условие перегрузки (3). Отношение сигнал/шум на границе перегрузки при максимальных значениях амплитуд входных испытательных сигналов будет также максимально и равно, соответственно, [2]:

$$\left.\begin{aligned} [P_c/P_{кв}]_{1\,\max} &= 0{,}038\,\frac{f_c^3}{f_1^2\,\Delta f}\,; \\ [P_c/P_{кв}]_{2\,\max} &= 0{,}038\,\frac{f_c^3}{f_2^2\,\Delta f}\,; \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots \\ [P_c/P_{кв}]_{n\,\max} &= 0{,}038\,\frac{f_c^3}{f_n^2\,\Delta f}\,. \end{aligned}\right\} \qquad (4)$$

Для оценки величины отношения сигнал/шум в пределах заданного динамического диапазона изменения входного сигнала на частотах $f_1, f_2, \ldots, f_n$ следует использовать известные выражения для ЛДМ [2]:

$$\left.\begin{aligned}
[P_c/P_{кв}]_1 &= \frac{1{,}5\,U_{m_1}^2 f_c}{\delta_1^2 \Delta f}\,; \\
[P_c/P_{кв}]_2 &= \frac{1{,}5\,U_{m_2}^2 f_c}{\delta_2^2 \Delta f}\,; \\
&\ldots\ldots\ldots\ldots \\
[P_c/P_{кв}]_n &= \frac{1{,}5\,U_{m_n}^2 f_c}{\delta_n^2 \Delta f}\,,
\end{aligned}\right\} \qquad (5)$$

Производя с помощью выражений (1)—(5) разбиение спектра входного сигнала на частотные поддиапазоны, определив центральные частоты и оценив величину максимального отношения сигнал/шум, можно приступить к составлению алгоритма работы индивидуальных цепей компандирования. Для этого достаточно исследовать одну из цепей компандирования, например $ЦК_1$ (см. рис. 1), а полученные результаты обобщить на каждый частотный поддиапазон. Как показано в [11], напряжение на выходе $СФ_1$ V_{c_1} связано при разомкнутой петле обратной связи с параметрами входного сигнала и параметрами кодера следующей функциональной зависимостью [14]:

$$V_{c1} = \frac{2E\,U_{m_1}}{\pi V}\sqrt{1+(\omega\tau)^2}\,, \qquad (6)$$

где E — размах напряжения ДМ сигнала $Y(t)$ на входе цепи компандирования;

V — амплитуда напряжения $V(t)$ на выходе АИМ;

τ — постоянная времени интегратора;

$\omega = 2\pi f$ — круговая частота входного гармонического сигнала.

Переменными в полученном выражении являются U_{m_1} и V, поэтому для упрощения дальнейших выкладок введено обозначение

$$\frac{2E}{\pi}\sqrt{1+(\omega\tau)^2} = a.$$

с учетом которого выражение (6) принимает следующий вид:

$$V_{c_1} = a\,\frac{U_{m_1}}{V}\,. \qquad (7)$$

Напряжение V_{c_1} поступает на нелинейный элемент НЭ, основное назначение которого обеспечить требуемое сжатие входного сигнала в пределах его изменения, т. е. в пределах динамического диапазона. Для этого, как правило, используется степенная взаимосвязь между W_1 и V_{c_1}, которую в общем виде можно представить как

$$W_1 = \gamma \cdot V_{c_1}^k\,, \qquad (8)$$

где γ — коэффициент пропорциональности, учитывающий размерность;

$k = 1, 2, 3, 4 \ldots\ldots$, — показатель степени.

С учетом (7) последнее выражение примет следующий вид:

$$W_1 = \gamma \cdot a^k \left[\frac{U_{m_1}}{V_1}\right]^k. \qquad (9)$$

При замкнутой обратной связи [11] алгоритм работы цепи компандирования можно представить в виде системы уравнений

$$\left.\begin{aligned} W_1 &= \gamma \cdot a^k \left[\frac{U_{m_1}}{V_1}\right]^k; \\ V &= Y(T_c)\, W_1. \end{aligned}\right\} \tag{10}$$

Дельта-модулированный сигнал $Y(t)$ на каждом дискретном интервале времени T_c может принимать значение 0 или 1. Понятно, что передача сигнала через АИМ происходит при значениях $Y(T_c)=1$, что будет соответствовать значению напряжения на интеграторе $+Y$. Так как анализ работы цепи компандирования ведется в пределах одного частотного поддиапазона, то $V=V_1$. Следовательно, систему уравнений (10), представляющую собой алгоритм работы исследуемой цепи компандирования, можно записать в окончательном виде:

$$\left.\begin{aligned} W_1 &= \gamma \cdot a^k \left[\frac{U_{m_1}}{V_1}\right]^k; \\ V_1 &= W_1. \end{aligned}\right\}; \tag{11}$$

На практике имеет место не ЛДМ, подразумевающая применение идеального интегратора, а экспоненциальная ДМ (ЭДМ). Для ЭДМ выражение отношения сигнал/шум имеет отличие от (5) [2]:

$$[P_c/P_{кв}]_1 = \frac{1{,}5\, U_{m_1}^2\, \tau^2 f_c^3}{V_1^2\, \Delta f}. \tag{12}$$

Из выражения (12) следует, что эффективность работы цепи компандирования будет максимальной, если обеспечить постоянство отношения U_m/V, так как в этом случае отношение $[P_c/P_{кв}]$ будет неизменным в пределах всего динамического диапазона изменения входного сигнала. Важно не только обеспечить постоянство U_m/V, но и максимум отношения $[P_c/P_{кв}]$, т. е. выбрать k таким образом (11), чтобы рабочая точка дельта-кодера в пределах $U_{m\,min} - U_{m\,max}$ все время находилась вблизи границы перегрузки.

Решая систему уравнений (11) относительно напряжения V_1, управляющего интегратором, получаем:

$$V_1 = \sqrt[k+1]{\gamma\, a^k\, U_{m_1}^k}. \tag{13}$$

В результате анализа полученного выражения можно сделать следующий важный вывод: с увеличением показателя степени k нелинейного элемента напряжение V_1 начинает изменяться практически пропорционально уровню входного сигнала

$$V = \sqrt[k+1]{a^k \gamma}\, U_m, \tag{14}$$

и, следовательно, величина отношения сигнал/шум (12) остается практически постоянной во всем динамическом диапазоне изменения входного сигнала.

Если рассмотреть полученный результат с точки зрения минимизации тактовой частоты, то можно использовать хорошо известное выражение [3], [14]:

$$f_c = \sqrt[3]{\Delta\,[P_c/P_{кв}]}\,\sqrt[3]{1+\frac{f^2}{f_n^2}}\,\sqrt{\frac{[P_c/P_{кв}]_{\min} f_1^2 \Delta f}{0{,}038}}, \qquad (15)$$

где $\Delta\,[P_c/P_{кв}] = \dfrac{[U_m/V]_{\max}}{[U_m/V]_{\min}}$ — относительное изменение отношения сигнал/шум в пределах динамического диапазона изменения входного сигнала;

$F_n = \dfrac{1}{2\pi\tau}$ — параметр, учитывающий неидеальность интегратора;

$[P_c/P_{кв}]_{\min}$ — отношение сигнал/шум, которое требуется обеспечить кодером.

Для того чтобы использовать выражение (15), нужно решить систему уравнений (11) относительно параметра $[U_m/V]$, входящего в выражение (12).

Вычисления приводят к следующему соотношению:

$$[U_m/V] = \frac{\sqrt[k+1]{U_m}}{\sqrt[k+1]{\gamma\, a^n}}, \qquad (16)$$

с помощью которого можно вычислить $\Delta[P_c/P_{кв}]$, входящее в выражение (15),

$$\Delta\,[P_c/P_{кв}] = \frac{[U_m/V]^2_{\max}}{[U_m/V]^2_{\min}} = \alpha^{\frac{n+1}{2}}, \qquad (17)$$

где α — амплитудный диапазон изменения входного сигнала.

Полученное выражение, как и (14), указывает на необходимость увеличения показателя степени нелинейного элемента, что в данном случае приводит к уменьшению тактовой частоты.

В качестве критериев ограничения величины показателя степени k сверху могут быть взяты различные факторы: эффективность по снижению тактовой частоты с увеличением k, нестабильность остаточного затухания, аппаратурные затраты.

Для количественной оценки скорости снижения тактовой частоты при увеличении k, стремящейся к минимально возможному своему значению при $\Delta[P_c/P_{кв}] = 1$ (15), на рис. 8 показаны расчетные зависимос-

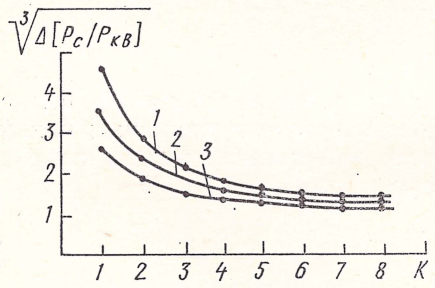


Рис. 8. Зависимость изменения относительной величины отношения сигнал/шум от показателя степени k нелинейного элемента при разных значениях динамического диапазона входного сигнала:
1 — Д=40 дБ; *2* — Д=33 дБ;
3 — Д=25 дБ

ти $\sqrt[3]{\Delta\,[P_c/P_{кв}]} = f(k)$ для трех различных значений динамического диапазона D. Из графика следует, что при $k \geqslant 4$, функция практически не меняется с ростом k, причем мало зависит от величины D, т. е., исходя

из этих позиций, на практике можно выбрать k, равным не более четырех.

С точки зрения остаточного затухания, характеризующего неравномерность амплитудной характеристики кодека при неидеальности параметров цепей компандирования кодера и декодера, влияние величины k можно исследовать при использовании функциональной взаимосвязи между напряжениями на входе кодера и выходе декодера [12]:

$$U_д = \frac{V_д}{V_k} U_k. \tag{18}$$

С учетом выражения (13) полученное соотношение можно переписать в следующем виде

$$\frac{U_д}{U_k} = \frac{\sqrt[k+1]{\gamma_д a_д^k U_m^k}}{\sqrt[k+1]{\gamma_k a_k^k U_m^k}}, \tag{19}$$

откуда величина остаточного затухания

$$\lambda = 20 \lg \sqrt[k+1]{\frac{\gamma_д a_д^k}{\gamma_k a_k^k}}. \tag{20}$$

В данном выражении неравенство коэффициентов γ_k и $\gamma_д$ указывает на неидентичность характеристик нелинейных элементов (см. рис. 1), а неравенство параметров a_k^k и $a_д^k$ — на неодинаковость постоянных времени интеграторов и уровней ДМ сигнала на входах цепей компандирования в кодере и декодере. Предполагая, что в кодере и декодере существует разброс между значениями параметра a, выражение (20) принимает вид:

$$\lambda = \frac{20}{k+1} \lg \frac{a_д^k}{a_k^k}. \tag{21}$$

На рис. 9 представлены расчетные зависимости изменения остаточного затухания λ для различных значений k и величины разброса параметров a. С увеличением показателя степени k и относительной величины разброса между значениями a неравномерность амплитудной характеристики увеличивается, причем наиболее интенсивно в диапазоне изменения k от 1 до 4. Кроме того, из графика видно, что скорость изменения величины остаточного затухания λ тем больше, чем больше различие между значениями параметра a. Это говорит о том, что при выборе k в пределах от 3 до 5 с целью снижения тактовой частоты, например, равным 4, необходимо предпринимать меры по обеспечению стабильности постоянных времени интеграторов в кодере и декодере, а также уровней ДМ сигналов на входе цепей компандирования.

Рассмотрим теперь влияние на величину остаточного затухания разброса параметров нелинейного элемента, в частности неидентичность показателей степени k нелинейных элементов в кодере и декодере. В этом случае (21) нужно представить в следующем виде:

$$\lambda = \frac{20}{k+1} \lg \frac{a_д^{k \cdot \Delta k}}{a_k^k}, \tag{22}$$

где Δk — аппаратурная погрешность при реализации нелинейного элемента в декодере.

Для относительных значений $\Delta k=1{,}2$, $\Delta k=1{,}6$ и $\Delta k=2{,}0$ на рис. 10 приведены расчетные зависимости изменения остаточного затухания от величины показателя степени нелинейного элемента. Из этих зависимостей следует, что остаточное затухание растет как при увеличении абсолютной величины показателя степени, так и при увеличении степени их различия.

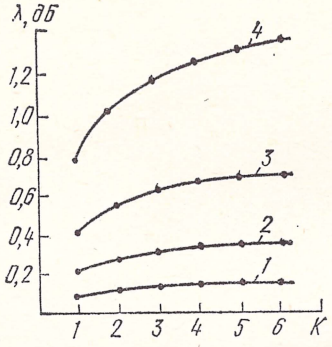


Рис. 9. Зависимость величины остаточного затухания от показателя степени κ нелинейного элемента при равных значениях разброса параметра а в цепи компандирования:
1 — $a_д/a_к \sim 2\%$; *2* — $a_д/a_к \sim 5\%$; *3* — $a_д/a_к \sim 10\%$; *4* — $a_д/a_к \sim 20\%$

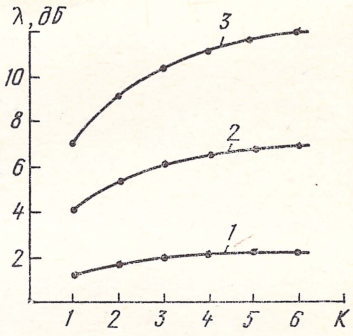


Рис. 10. Зависимость величины остаточного затухания от показателя степени k нелинейного элемента при различных значениях отклонения величины κ в кодере и декодере:
1 — $\Delta\kappa=1{,}2$; *2* — $\Delta\kappa=1{,}6$; *3* — $\Delta\kappa=2{,}0$

Из сопоставления рисунков 8, 9 и 10 можно сделать следующие выводы:

— снижение тактовой частоты увеличивает требования, предъявляемые к идентичности параметров функциональных узлов цепей компандирования для обеспечения заданной неравномерности амплитудной характеристики кодека;

— наиболее значительно на неравномерность амплитудной характеристики влияют аппаратурные погрешности нелинейного элемента, т. е. на обеспечении идентичности характеристик нелинейного элемента нужно сосредоточить основное внимание при его реализации;

— компромиссным решением при выборе величины показателя степени нелинейного элемента является $k=4$. Аппаратурно такой нелинейный элемент можно реализовать путем последовательного соединения двух квадраторов на базе аналогового перемножителя [13];

— положительные стороны при построении низкоскоростных кодеков — невысокие требования к быстродействию применяемой элементной базы, что особенно существенно при реализации цифроаналоговых блоков. Однако особенно большое значение здесь принимает прецезионность используемых элементов;

— аналогичные расчеты качественных характеристик можно произвести для остальных индивидуальных цепей компандирования. Отличаться при этом будут максимальные значения отношения сигнал/шум и условия перегрузки для каждой центральной частоты. С ростом час-

тоты входного сигнала отношение сигнал/шум будет уменьшаться и перегрузка будет наступать при более низких входных сигналах.

Рассмотрим другие структурные схемы низкоскоростных кодеков. Общим для кодеков на рис. 2 и 4 является непосредственная обработка входного сигнала, при этом в первом случае обеспечивается необходимая компрессия по амплитуде и частоте для возможности последующего применения линейного дельта-кодера, а во-втором — формирование сигнала управления шагом квантования. Преимущество такого технического решения — независимость сигнала управления от частоты дискретизации, что приводит к улучшению адаптации, так как при низких тактовых частотах уменьшается корреляция сигнала между соседними отсчетами. Существенный недостаток обоих кодеков — сложность обработки ДМ сигнала в декодере, обусловленная необходимостью выделения сигнала управления шагом квантования нестандартными для ДМ путями [7, 9]. Алгоритмы работы данных кодеров несложно получить способами, которые были применены в структурной схеме на рис. 1.

Структурная схема, представленная на рис. 3, заслуживает особого внимания в связи с применением в ней чисто цифровой обработки ДМ сигнала при формировании сигнала управления V(t) (здесь К — компаратор, Т — триггер задержки на такт, УА — устройство адаптации, С — сумматор, ЛП — линейный предсказатель, УУ — устройство управления, ЦАП — цифроаналоговый преобразователь). Достоинства ее обусловлены обратным управлением, отсутствием полосовых фильтров и аналоговых компрессоров (экспандеров). Недостатком является большой объем оборудования цепи компандирования [10].

Структурную схему на рис. 5 можно рассматривать как частный случай схемы на рис. 1, в которой формирование сигнала управления шагом квантования ведется в пределах одной полосы частот и без дополнительной компрессии по амплитуде. Выбор конкретной структурной схемы должен производиться исходя из требований, предъявляемых к качеству разговорного тракта, и аппаратурных затрат, которые можно сопоставить на уровне принципиальных схем.

Рассмотрим пример расчета качественных характеристик и основных структурных параметров низкоскоростного дельта-кодера с обратным управлением (см. рис. 1), у которого:

— тактовая частота $f_c = 9{,}6$ кГц;

— динамический диапазон изменения входного сигнала $D = 25$ дБ (с границами $y_{min} = -25$ дБ и $y_{max} = 0$ дБ);

— частотный диапазон изменения входного сигнала $\Delta f = 3{,}1$ кГц (с границами $f_н = 300$ Гц и $f_в = 3{,}4$ кГц);

— частотная характеристика — равномерная.

Последовательность расчета следующая.

1. Зная уровни входного сигнала, определяют его амплитудные значения, предполагая входной сигнал гармоническим: $U_{m\,min} = 0{,}06$ В, $U_{m\,max} = 1{,}1$ В. При этом амплитудный диапазон $\alpha = U_{m\,max}/U_{m\,min} = 18{,}3$.

2. Полагая, что в качестве основных элементов полосовых фильтров используются дифференцирующие и интегрирующие RC звенья, определяют параметры полосовых фильтров и производят расчет частотной характеристики. Используя выражения (1) и (2), можно определить общий коэффициент передачи одного фильтра, например, первого:

$$K(\omega) = \frac{\omega\tau_{1.1}}{\sqrt{[1 + (\omega\tau_{1,1})^2]\,[1 + (\omega\tau_{2,1})^2]}}. \qquad (23)$$

Коэффициент передачи полосового фильтра будет иметь максимум на частоте

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{\tau_{1,1}\tau_{2,1}}}, \qquad (24)$$

где $\tau_{1,1} = C_1R_1$, $\tau_{2,1} = C_2R_2$.

Из выражения (24) следует, что максимальный коэффициент передачи фильтра однозначно определяется его постоянными времени, т. е. коэффициент

$$b = \frac{\tau_{1,1}}{\tau_{2,1}}, \qquad (25)$$

полностью определяет коэффициент передачи фильтра. В нашем случае условие идентичности по величине коэффициентов передачи полосовых фильтров выполняется, если для всех фильтров задать один и тот же коэффициент b.

Если считать, что $f_1 = 300$ Гц, $f_3 = 3{,}4$ кГц, то $f_2 = \sqrt{f_1 f_3} = 1010$ Гц.

В таком варианте подразумевается использование трех полосовых фильтров и, соответственно, трех цепей компандирования, т. е. $n = 3$.

Общая характеристика фильтра симметрична относительно f_2, поэтому сопряжение характеристик полосовых фильтров по коэффициенту передачи достаточно произвести для двух центральных частот, например, $f = f_1$ и $f = f_2$, а при $f = f_2$ и $f = f_2$ будут справедлины предыдущие расчеты. Для этого перепишем выражение (23) с учетом (25) в следующем виде:

$$K(\omega = \omega_0) = \frac{1}{\sqrt{b}\sqrt{(1 + [\sqrt{b}]^2)(1 + [1/\sqrt{b}]^2}} = \frac{1}{1 + b}. \qquad (26)$$

В результате составления программы и расчета на машине «Наири-2» показано, что оптимальное значение b, при котором достигается наилучшая равномерность амплитудной характеристики, равно единице. Следовательно, с учетом выражения (26) становится очевидным, что для каждой центральной частоты должно выполняться условие

$$K(\omega_0) = K(\omega_1) = K(\omega_2) = K(\omega_3) = 0{,}5,$$

а также

$$\tau_{1,1} = \tau_{2,1};\ \tau_{1,2} = \tau_{2,2};\ \tau_{1,3} = \tau_{2,2}.$$

Выражение (24) позволяет количественно оценить величины постоянных времени полосовых фильтров, которые равны соответственно: $\tau_{1,1} = \tau_{2,1} = 0{,}53$ мс; $\tau_{1,2} = \tau_{2,2} = 0{,}16$ мс; $\tau_{1,3} = \tau_{2,3} = 0{,}047$ мс. В соответствии с полученными данными на рис. 11 приведены суммарная и индивидуальная частотные характеристики полосовых фильтров. Как следует из графика, в пределах заданного частотного диапазона 300 Гц — 3,4 кГц, неравномерность частотной характеристики составляет 1,7 дБ, а за границами частотного диапазона суммарная характеристика имеет спад 20 дБ на декаду. Полученную частотную характеристику не следует применять при обработке речевых сигналов, имеющих, начиная с 800 Гц, убывающий энергетический спектр. Она представляет интерес для преобразователей широкополосных сигналов при обеспечении минимальной тактовой частоты, а также в качестве примера расчета параметров фильтров, который можно распространить на любые суммарные частотные характеристики требуемых форм.

3. Найденные значения центральных частот f_1, f_2 и f_3 позволяют с помощью выражений (4) рассчитать максимальные значения отношения сигнал/шум, соответствующие каждой центральной частоте. Обозначив выраженное в децибеллах отношение сигнал/шум через А ($A_{max} = 10 \lg[P_c/P_{кв}]_{max}$), получаем $A_{1\,max} = 20{,}8$ дБ, $A_{2\,max} = 10{,}3$ дБ, $A_{3\,max} \approx 0$ дБ. Полученные численные результаты интересны, но не являются неожиданными. Невысокие значения $A_{1\,max}$ и $A_{2\,max}$ еще не говорят о невозможности применения низкоскоростной ДМ для преобразования речевых сигналов, и к такой объективной оценке надо привыкнуть, так как главными критериями здесь являются разборчивость и естественность передаваемых сообщений, и вполне очевидно, что в низкоскоростных кодеках к полезному восстанавливаемому сигналу подмешивается значительная часть шумов квантования. Результат $A_{3\,max} = 0$ говорит либо о необходимости ограничения спектра передаваемых сигналов (такой прием, как отмечалось ранее, применяют при преобразовании речевых сигналов), либо о необходимости увеличения тактовой частоты. Высокочастотные компоненты в речевом сигнале обычно важны в тех случаях, когда требуется узнаваемость говорящего абонента. Можно выбрать и компромиссное решение, т. е. выбрать третью центральную частоту в районе 2 кГц (см. рис. 11). В этом случае мощность высокочастотных составляющих спектра входного сигнала и мощность шумов будут ограничены по величине и не будут оказывать ощутимого влияния на суммарное отношение сигнал/шум в пределах всей полосы.

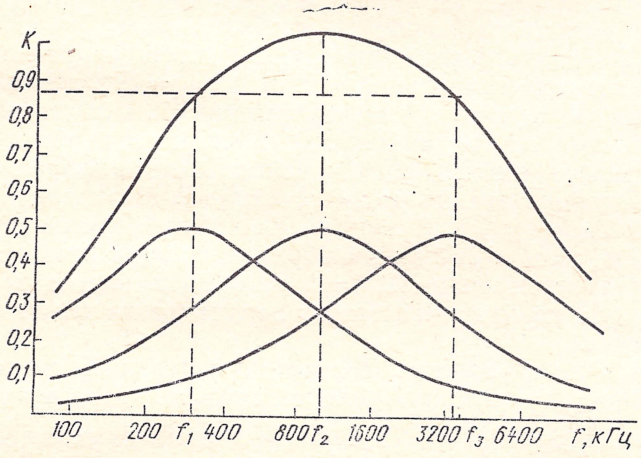


Рис. 11. Частотная характеристика разговорного тракта при использовании полосовых *RC*-фильтров

4. Поскольку частотные искажения в пределах всей полосы частот незначительны (см. рис. 11), то для упрощения расчета целесообразно считать максимальный коэффициент передачи каждого фильтра одинаковым и равным единице, $K \approx 1$. Тогда постоянную времени τ интегратора И (рис. 1) можно определить из следующего соотношения [3]:

$$\tau = \frac{\sqrt{V_{max}^2 - U_{m\,max}^2}}{2\pi f U_{m\,max}}. \qquad (27)$$

Полагая $V_{max} = V3_{max} = 5$ В, что можно обеспечить при реализации АИМ на операционном усилителе, для наихудшего с точки зрения перегрузки случая при $f = f_3 = 3{,}4$ кГц получаем $\tau = 0{,}21$ мс.

5. Так как условие перегрузки нужно выполнять на каждой центральной частоте, то при известной τ из выражения (27) можно определить значения $V1_{max}$ и $V2_{max}$, при которых будут обеспечены $A1_{max}$ и $A2_{max}$. В результате расчета получаем значения $V1_{max}=1{,}2$ В, $V2_{max}=1{,}8$ В, соответствующие частотам f_1 и f_2. Напряжение W, управляющее АИМ, численно равно V, следовательно: $W1_{max}=V1_{max}=1{,}2$ В; $W2_{max}=V2_{max}=1{,}8$ В; $W3_{max}=V3_{max}=5$ В. Различие значений полученных напряжений для каждой центральной частоты указывает на необходимость выбора различных характеристик нелинейного элемента в пределах каждой индивидуальной цепи компандирования (рис. 1) при условии $V_c1_{max}=V_c2_{max}=V_c3_{max}$. Последнее условие в нашем случае соблюдается, так как максимальные коэффициенты передачи полосовых фильтров получились примерно одинаковыми (рис. 11).

6. При расчете показателей системы нелинейных элементов можно идти несколькими путями. Один из них заключается в выборе величины отношения сигнал/шум на нижней границе динамического диапазона, т. е. при $U_m=U_{m\,min}$ для каждой центральной частоты. Далее, вычислив $\Delta[P_c/P_{кв}]$ с помощью выражения (17), можно определить необходимую величину показателя степени k.

Другой путь заключается в том, что с учетом предыдущего анализа, предварительно выбрав величину $k=4$, рассчитывается сначала с помощью выражения (17) величина $\Delta[P_c/P_{кв}]$, а потом определяется отношение сигнал/шум на нижней границе динамического диапазона. Следуя вторым путем, при котором достигается идентичность НЭ во всех цепях компандирования, определяем $\Delta[P_c/P_{кв}]=3{,}2$, т. е. $\Delta A=10\lg[P_c/P_{кв}]=5$ дБ. Соответственно вычисленным ранее максимальным значениям отношения сигнал/шум, $A1_{min}=15{,}8$ дБ, $A2_{min}=5{,}3$ дБ и $A3_{min}=-5$ дБ. Как видно, на верхней центральной частоте шум превышает полезный сигнал на 5 дБ. Данный результат еще раз показывает, что низкоскоростные кодеки наиболее целесообразно применять только для преобразования речевых сигналов. Если для примера выбрать $k=5$, то $\Delta A=4$ дБ, т. е. выигрыш по защищенности получается незначительным, всего 1 дБ. Таким образом, следует остановиться на величине показателя степени НЭ $k=4$, который в связи с различием значений V_{max} для каждого частотного поддиапазона возможно придется корректировать.

7. Используя выражение (6), можно определить значения V_c1_{max}, V_c2_{max} и V_c3_{max}, соответствующие границе перегрузки $V_c1_{max}=V_c2_{max}=V_c3_{max}=\frac{2E}{\pi}=3{,}18$ В. Величина напряжения E принимается равной 5 В в предположении, что сигнал на полосовые фильтры подается с выхода интегральной микросхемы со свободным коллектором.

Минимальные значения напряжений на выходе слогового фильтра можно вычислить [3], если предварительно определить минимальную плотность C_{min} ДМ сигнала на нижней границе динамического диапазона в соответствии с выражением

$$C_{min}=\frac{1}{2\sqrt{\Delta[P_c/P_{кв}]}}, \qquad (28)$$

а потом, с учетом выражения (6), представить как

$$V_{c\,min}=\frac{4E}{\pi}C_{min}. \qquad (29)$$

В результате расчета $V_{c_{min}} = 1{,}75$ В. Это же значение $V_{c_{min}}$, которое будет одинаковым для всех центральных частот, можно получить, используя выражение (6). Расчет входящих в данное выражение параметров приводит к следующим их значениям: $V1_{min} = 0{,}12$ В, $V2_{min} = 0{,}18$ В, $V3_{min} = 0{,}5$ В; $[U_m/V]_{1\,min} = 0{,}5$ В, $[U_m/V]_{2\,min} = 0{,}33$ В, $[U_m/V]_{3\,min} = 0{,}12$ В; $a_1 = 3{,}42$ В, $a_2 = 5{,}3$ В, $a_3 = 14{,}6$ В.

Таким образом, в пределах исследуемого динамического диапазона во всей полосе частот напряжение V_c на выходе каждого слогового фильтра будет принимать значения в пределах от 1,75 до 3,18 В, при этом напряжение V на выходе АИМ за счет использования полосовых фильтров и нелинейных элементов будет иметь переменные величины как при изменении уровня входного сигнала, так и при изменении частоты, причем в значительно больших пределах.

9. Постоянные времени τ_c слоговых фильтров согласно рекомендациям [1] выбираются в пределах 10—15 мс.

10. Последним этапом расчета структуры низкоскоростного кодека (рис. 1) является определение коэффициентов усиления (передачи) каждой индивидуальной цепи компандирования с целью выполнения условий перегрузки на каждой центральной частоте.

Для этого сначала выполняют сопряжение между требуемыми уровнями V на каждой центральной частоте и уровнями сигнала на выходе нелинейного элемента, при условии, что для всех НЭ $\kappa = 4$. Поэтому в соответствии с выражением (13) рассчитывают величины сигнала W, полагая $j = 1$. В результате расчета $W1_{max} = 2{,}9$ В; $W2_{max} = 4{,}2$ В; $W3_{max} = 9{,}2$ В.

Коэффициент передачи каждой индивидуальной цепи компандирования равен [11]:

$$K(U) = \frac{V_{max} - V_{min}}{W_{max} - W_{min}}. \qquad (30)$$

В результате расчета $K_1(U) = 0{,}4$; $K_2(U) = 0{,}4$; $K_3(U) = 0{,}5$.

Как видно из расчета, сигнал с выходов нелинейных элементов должен быть ослаблен примерно в два раза. Это требование несложно выполнить при реализации сумматора.

Таким образом, основная специфика расчета параметров низкоскоростных кодеков заключается в выборе характеристик полосовых фильтров и нелинейных элементов.

Предложенный метод анализа и расчета качественных характеристик рассмотренного кодека можно распространить на структурные схемы других кодеков (рисунки 2, 4, 5). Главные его достоинства — наглядность, простота расчета основных параметров функциональных узлов и возможность проведения научно-обоснованной настройки при экспериментальных исследованиях, которые, как известно, выполняются в присутствии гармонического сигнала на входе кодера.

ЛИТЕРАТУРА

1. Венедиктов М. Д., Женевский Ю. П., Марков В. В. и др. Дельта-модуляция. Теория и применение. — М.: Связь, 1976.

2. Стил Р. Принципы дельта-модуляции. Пер. с англ. под ред. Маркова В. В. — М.: Связь, 1979.

3. Котович Г. Н., Станке Г. С. Методические указания по проектированию импульсных устройств и устройств дискретной автоматики в системах связи с дельта-модуляцией для специальностей 0702 и 0707. — Рига, Риж. политехн. ин-т, 1979, ч. 1.

4. Котович Г. Н., Шульга С. Н. Дельта-модулятор. А. с. № 718920 (СССР). Опубл. в Б. И., 1980, № 8.

5. Котович Г. Н., Шульга С. Н. Дельта-модулятор. А. с. № 917339 (СССР). Опубл. в Б. И., 1982, № 12.
6. Величкин А. И. Теория дискретной передачи непрерывных сообщений. — М.: Сов. радио, 1970.
7. Пирогов А. А., Мельников Ю. С., Баронин С. П. Низкоскоростной дельта-модулятор. А. с. № 558411 (СССР). Опубл. в Б. И., 1977, № 18.
8. Сапожков М. А. Речевой сигнал в кибернетике и связи. — М.: Связь, 1963.
9. Petrovic P. M. Adaptive Delta Modulator for Mobile Radio Communications. — ICC, 1978, p. 4.4.1—4.4.5.
10. Reich F. Y., Schleifenbaum B. Deltamodulation Emploving adaptive linear Prediction, — ICC, 1978, p. 12A.
11. Котович Г. Н., Шульга С. Н. Исследование цепи компандирования в модеме с дельта-модуляцией. — В кн.: Исследование узлов и компонентов радиотехнических устройств. — Рига: Риж. политехн. ин-т, 1979, с. 3—15.
12. Котович Г. Н. Сопряжение характеристик компрессии и экспандирования в модеме с дельта-модуляцией. — В кн.: Вопросы электродинамики и теории электронных схем. — Рига: Риж. политехн. ин-т, 1980, с. 74—80.
13. Ламекин В. Ф. Быстродействующие аналоговые перемножители. — Техника средств связи. Серия ТПС, 1980, вып. 11 (55).
14. Котович Г. Н., Ламекин В. Ф., Бучацкий А. Б. и др. Расчет структуры кодека для реализации его в интегральном исполнении.—Техника средств связи. Серия ВОС, 1982, вып. 1.

Статья поступила в марте 1983 года.

УДК 621.396.975(088.8)

В. П. Ковешников

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ В УСТРОЙСТВАХ МНОГОПРОГРАММНОГО ВЕЩАНИЯ

Приводятся структурные схемы и описывается принцип работы устройства многопрограммного вещания, использующего для уплотнения сигналов ортогональные функции Уолша. Даны результаты эксперимента.

В настоящее время из всех цифровых систем передачи, применяемых в телефонии, радиовещании, телевидении и т. д., наиболее распространены системы с ИКМ и ДМ [1, 2].

Передача сигналов (в том числе речевых и музыкальных) в цифровом виде имеет ряд преимуществ: отсутствие накоплений искажений при ретрансляции; разные виды сигналов в процессе передачи имеют одинаковую форму; простота коммутации цифровых сигналов.

Однако цифровой метод передачи аналоговых сигналов имеет и некоторые недостатки: необходимость преобразования аналогового сигнала в цифровую форму; большая ширина полосы передачи по сравнению с системами той же емкости, использующими аналоговые методы передачи.

В последние годы, в связи с развитием гражданской авиации, все большее внимание уделяется вопросам улучшения обслуживания пассажиров самолетов как на международных, так и на внутренних авиалиниях. Так, например, пассажирские самолеты зарубежных авиакомпаний «Боинг-747», «Дуглас-10» и «Локхид-1011» оборудованы аппаратурой, обеспечивающей каждому пассажиру индивидуальное прослушивание и выбор любой из 12—14 моно или стереопрограмм художественного вещания [3, 4, 5].

При передаче программ применяется временное уплотнение микрокоаксиального кабельного канала с использованием ИКМ. Масса комплекта аппаратуры многопрограммного вещания для самолета «Боинг-747» даже при использовании специально разработанных для этой

пели 4-х БИС составляет 114 кг [6]. Кроме того, данная аппаратура представляет собой сложное устройство, которое требует для обеспечения высококачественного прослушивания музыкальных программ широкой полосы передачи (около 11 МГц).

Устройство многопрограммного вещания (УМВ) согласно [7] также обеспечивает каждому пассажиру выбор и прослушивание любой стереофонической (монофонической) программы при значительном снижении ширины полосы частот и аппаратурном упрощении. В этом устройстве для уменьшения полосы частот используются ортогональные сигналы, в частности, ортогональные функции Уолша [8] или Радемахера [9].

Система функций Радемахера может быть получена с помощью соотношения [9]

$$r_{\text{п}}(\theta) = \operatorname{sing}\sin 2^n \pi\theta, \tag{1}$$

где $n = 1, 2 \ldots$; $\theta = t/T$ — нормированное время;

$$\operatorname{sing}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x = 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \tag{2}$$

T — интервал ортогональности.

Из (2) следует, что каждая последующая функция Радемахера получается из предыдущей путем увеличения частоты следования импульсов в два раза.

Система функций Уолша получается из системы функций Радемахера [9]:

$$\psi_0(\theta) = 1; \quad \psi_n(\theta) = [r_1(\theta)]^{\alpha_0} [r_2(\theta)]^{\alpha_1} \ldots [r_{\text{к}}(\theta)]^{\alpha_{\text{к}-1}}, \tag{3}$$

где $\alpha_{k-1}, \ldots, \alpha_0$ — двоичное представление числа n.

Так, например, для $n=16$ (где n — число каналов) все 16 функций Уолша могут быть получены на основе комбинаций всего лишь четырех функций Радемахера в соответствии с (3). Поэтому применение функций Уолша вместо функций Радемахера позволяет сократить полосу пропускания тракта при одном и том же числе каналов в 4 раза или же увеличить в это число раз количество каналов.

Оценим выигрыш в уменьшении полосы частот, получаемый в системе связи с применением функций Уолша [8], по сравнению с системой связи, в которой используется ИКМ [3—6].

В системе связи с ИКМ [4] полоса частот определяется соотношением

$$\Delta f_{\text{икм}} = \frac{1}{T_{\text{б}}/2} = \frac{2nm}{T_{\text{ц}} - T_{\text{с}}}, \tag{4}$$

где $T_{\text{б}}$ — временной интервал для передачи разрядового импульса;

n — число каналов (программ);

m — число разрядов в коде;

$T_{\text{ц}} = \frac{1}{f_{\text{д}}}$ — цикл передачи;

$f_{\text{д}}$ — частота дискретизации;

$T_{\text{с}}$ — временной интервал для передачи импульсов синхронизации.

При выбранных значениях $f_{\text{д}} = 25{,}6$ кГц, $n=15$, $m=14$, $T_{\text{с}} = 1{,}26$ мкс имеем $\Delta f_{\text{икм}} = 11{,}111$ МГц. В [4] полоса частот равна 9 МГц при $f_{\text{д}} = 30$ кГц, $n=15$ и $m=10$.

В системе связи с использованием функций Радемахера полоса частот равна $\Delta f_р = f_д n$. При $f_д = 25{,}6$ кГц и $n = 15$ $\Delta f_р = 384$ кГц и $\Delta f_у = 102{,}4$ кГц — при использовании функций Уолша на основании [3].

Таким образом, использование функции Радемахера для уплотнения сигналов позволяет уменьшить полосу частот по сравнению с системой связи [4] в 29 раз, а применение функций Уолша — в 108 раз.

Принцип действия рассматриваемого устройства можно уяснить из структурной схемы, представленной на рис. 1, где МП — мультиплексор, имеющий в своем составе модуляторы $М^1, \ldots, М^n$, генератор тактовых импульсов ГТИ и генератор ортогональных функций ГОФ основных

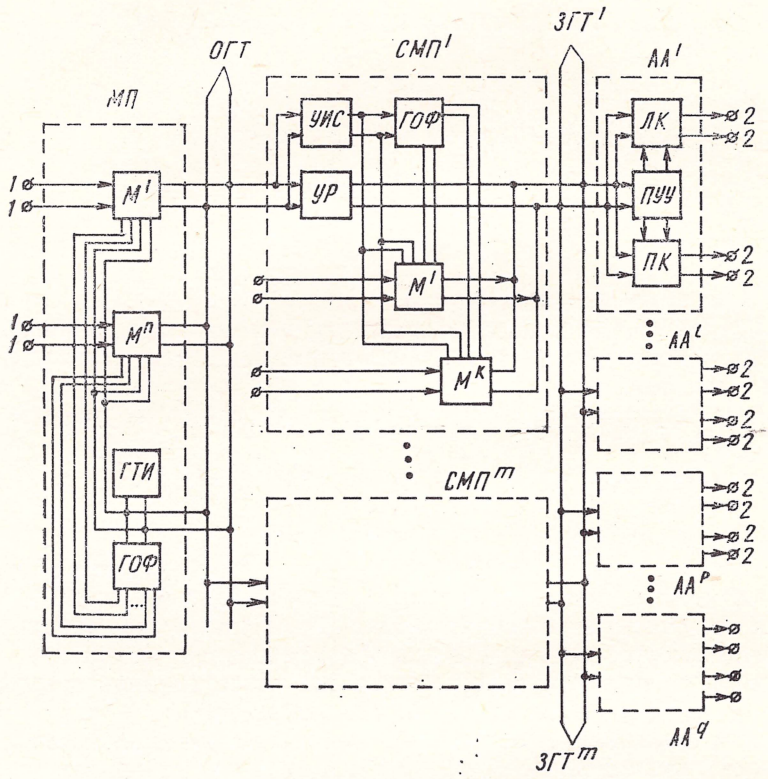


Рис. 1. Структурная схема устройства многопрограммного художественного вещания

программ; ОГТ — основной групповой тракт; $СМП^1, \ldots, СМП^M$ — субмультиплексоры, включающие в себя модуляторы $М^1, \ldots, М^K$, разделительный усилитель УР, узел выделения импульсов синхронизации УВИС, генератор ортогональных функций ГОФ дополнительных программ; ЗГТ — зоновые групповые тракты; $АА^1, \ldots, АА^P$ — абонентские аппараты, или пульты управления пассажиров, состоящие из левого ЛКП и правого ПКП каналов приема звуковых программ, и периферийного узла управления ПУУ.

К зажимам 1—1 модуляторов $М^1, \ldots, М^n$ подключаются n источников основных программ вещания, а к зажимам 1—1 модуляторов $М^1, \ldots, М^K$ — k источников дополнительных программ вещания.

Модуляторы $М^1, \ldots, М^n$ и $М^1, \ldots, М^K$, входящие в состав мультиплексора МП и субмультиплексоров $СМП^1, \ldots, СПМ^M$, выполнены по

схеме, изображенной на рис. 2. Данный узел включает в себя фильтр низких частот следования ФНЧС, информационные входы 1—1 которого соединены с источником программ, а управляющие входы 2—2 — с выходом генератора тактовых импульсов ГТИ и выходом генератора ортогональных функций ГОФ. Выход ФНЧС через ограничительные

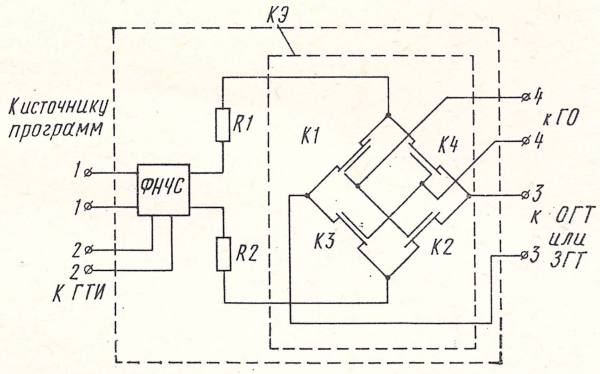


Рис. 2. Структурная схема модулятора

резисторы R1 и R2, исключающие взаимное шунтирование коммутационных элементов КЭ в групповом тракте ОГТ, подключен к одной из диагоналей коммутационного элемента КЭ мостового типа, выполненного на МОП-коммутаторах. Другая диагональ этого коммутационного элемента через зажимы 3—3 соединена с групповым трактом ОГТ или ЗГТ. Затворы попарно соединенных МОП-коммутаторов противоположных плеч мостовой схемы К1, К2 и К3, К4 через зажимы 4—4 соединены с соответствующими выходами генераторов ортогональных функций ГОФ.

Вариант выполнения приемной ветви левого или правого каналов абонентского аппарата АА представлен на рис. 3. Приемная ветвь содержит коммутационный элемент КЭ мостового типа, одна из диагона-

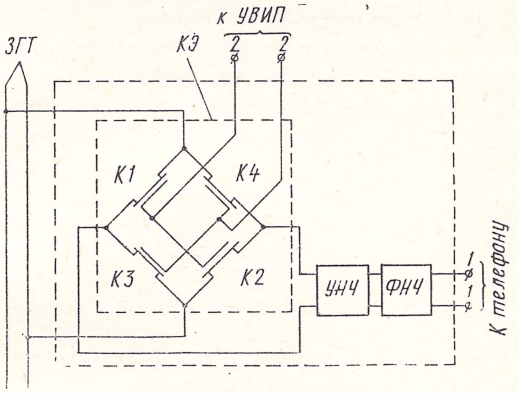


Рис. 3. Структурная схема приемной ветви левого (правого) канала

лей которого соединена с зоновым групповым трактом ЗГТ, а другая подключена к входу усилителя низкой частоты УНЧ, соединенного с фильтром нижних частот ФНЧ. К выходу ФНЧ (зажимы 1—1) подключен соответствующий телефон левого или правого канала.

Периферийный узел управления ПУУ, схема которого изображена на рис. 4, содержит узел выделения импульсов синхронизации УВИС,

вход которого подключен к зоновому групповому тракту ЗГТ, а выход соединен с входом генератора ортогональных функций ГОФ, который осуществляет формирование каналов как для основных, так и для дополнительных программ вещания, обеспечиваемых соответственно ГОФ, находящимися в МП и СМП.

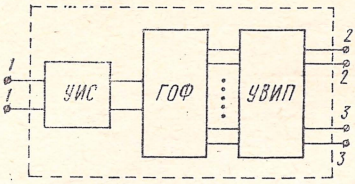


Рис. 4. Структурная схема периферийного узла управления абонентского аппарата

Узел выделения импульсов синхронизации УВИС абонентского аппарата идентичен узлу УВИС субмультиплексоров. Выходы генератора ГОФ подключены к входу узла выбора и индикации программ УВИП, который через зажимы 1—1 и 2—2 соединен с управляющими входами 2—2 коммутационного элемента КЭ (см. рис. 3).

В качестве генератора ортогональных функций могут быть применены, например, генераторы функций Уолша, Радемахера и др. Принципы построения и схемы генераторов такого типа приведены в [8], а также даны схемы фильтра низких частот следования.

Устройство согласно [7] работает следующим образом. В случае монофонического приема сигналов, для простоты допускается, что через канал вещания передается синусоидальный сигнал, частота которого f_c равна максимальной частоте канала вещания $f_к$, а период ортогональности T согласно теореме Котельникова выбран равным половине периода передаваемого сигнала T_c $T = \frac{1}{2} T_c = \frac{1}{2f_c}$.

При этом сигнальный вход 1—1 модулятора M^1 соединяется с выходами 2—2 приемных ветвей левого и правого каналов абонентского аппарата $АА^1$, образуя влияющий канал, а сигнальный вход 1—1 модулятора M^n — с соответствующими выходами 2—2 приемных ветвей левого и правого каналов другого абонентского аппарата $АА^l$, образуя канал, подверженный влиянию.

Как видно из рис. 1, синусоидальный сигнал, эпюра которого изображена на рис. 5,а, через зажимы 1—1 модулятора M^1 поступает на вход фильтра низких частот следования ФНЧС (см. рис. 2). На выходе данного фильтра сигнал приобретает вид, представленный на рис. 5,б. Затем сигнал через ограничительные резисторы R1 и R2 поступает на одну из диагоналей коммутационного элемента КЭ, к зажимам 4—4 которого подводятся последовательности импульсов функций Уолша типа *sal* (7,θ) (см. рис. 5,в, г) [9]. С другой диагонали коммутационного элемента сигнал, преобразованный к виду, представленному на рис. 5,д («условные огибающие» А и Б), поступает в основной групповой тракт ОГТ. Отсюда этот сигнал через разделительный усилитель УР поступает в зоновый тракт ЗГТ. При этом форма сигнала остается такой же, как и в основном групповом тракте ОГТ (см. «условные огибающие» А и Б на рис. 5,д). Примем, что к зажимам 3—3 и 4—4 приемных ветвей левого и правого каналов абонентского аппарата $АА^l$ (аналогичные зажимам $АА^1$), подключенного к каналу, подверженного влиянию, от своего периферийного узла управления подводятся последовательности импульсов (см. рис. 5,е, ж) функции Уолша типа *cal* (7,θ) [9]. Под действием этих последовательностей импульсов сигнал, поступивший в при-

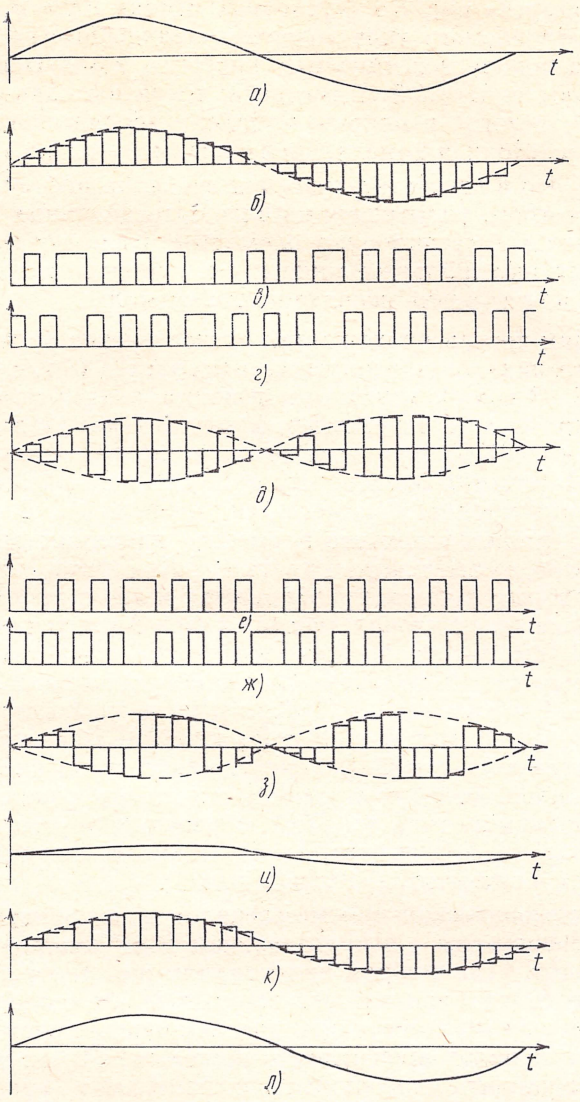


Рис. 5. Эпюры сигналов в устройстве многопрограммного вещания:
а) сигнал на входе влияющего канала; *б)* сигнал на выходе фильтра низких частот следования; *в)* и *г)* последовательности импульсов ортогональной функции Уолша типа sal $(7, \theta)$; *д)* сигнал в основном групповом тракте устройства; *е)* и *ж)* последовательности импульсов ортогональной функции Уолша типа cal $(7, \theta)$; *з)* — сигнал, поступивший из ОГТ в канал, подверженный влиянию, после модуляции его последовательностью импульсов типа cal $(7, \theta)$; *и)* помеха на выходе канала, подверженного влиянию; *к)* сигнал на входе фильтра нижних частот приемной ветви; *л)* сигнал на выходе приемной ветви

емную ветвь левого и правого каналов из ЗГТ, преобразуется к виду, представленному на рис. 5,з («условные огибающие» В и Г). Так как канал рассматриваемого типа содержит нелинейные элементы и имеет ограниченную полосу передаваемых частот, а коммутационные элементы не обладают идеальной симметрией, то на выходных зажимах приемных ветвей левого и правого каналов абонентского аппарата $АА^1$ имеет место переходная помеха, показанная на рис. 5,и.

Отметим, что в известных системах передачи информации с использованием частотного уплотнения на базе ортогональных функций в случае применения коммутационных элементов, выполненных в виде полупроводниковых интегральных микросхем, уровень переходной помехи на 70—90 дБ ниже уровня передаваемого сигнала.

Рассмотрим теперь прохождение сигнала через приемные ветви левого и правого каналов абонентского аппарата $АА^1$ влияющего канала. На зажимы 2—2 коммутационного элемента данной ветви (см. рис. 3) с выхода генератора ортогональных функций через узел выбора и индикации программ УВИП подаются те же последовательности импульсов ортогональной функции Уолша типа *sal* (7,θ) (см. рис. 5,в, г), что и на зажимах коммутационного элемента модулятора $М^1$. В результате этого на выходе коммутационного элемента приемных ветвей левого и правого каналов абонентского аппарата $АА^1$ сигнал, поступивший из зонового группового тракта, преобразуется к виду, представленному на рис. 5,к, а после прохождения сигнала через фильтр нижних частот на зажимах 2—2 (см. рис. 1) он приобретает вид, показанный на рис. 5,л, т. е. восстанавливается первоначальная форма сигнала, поступившего на зажимы 1—1 схемы рис. 1. При этом на коммутационные элементы КЭ приемных ветвей левого и правого каналов абонентского аппарата $АА^1$ через зажимы 1—1 и 2—2 периферийного узла управления поступает одна и та же последовательность импульсов ортогональной функции Уолша, например, типа *sal* (7,θ). В результате этого телефоны абонентского аппарата $АА^1$ подключаются к одному источнику программ, соединенному с зажимами 1—1 схемы рис. 1.

При стереофоническом приеме сигналов прослушивание программы вещания обеспечивается с использованием двух каналов. В данном режиме с помощью узла выбора и индикации программ приемные ветви левого и правого каналов и соответствующие им телефоны работают раздельно, так как на коммутационные элементы приемных ветвей левого и правого каналов абонентского аппарата $АА^1$ через зажимы 1—1 и 2—2 периферийного узла управления поступают разные последовательности импульсов ортогональной функции Уолша, соответствующие последовательностям импульсов ортогональной функции Уолша на коммутационных элементах модуляторов, например, $М^1$ и $М^2$.

Аналогично описанному обеспечивается также передача любой из дополнительных программ вещания от источников, подключаемых к зажимам 1—1 субмультиплексоров.

Основные принципы построения рассматриваемого устройства были проверены на лабораторном макете, структурная схема которого изображена на рис. 6, где М1, М2 и Д1, Д2 — соответственно модуляторы и демодуляторы; ОРП — общий разговорный провод; Тф1 и Тф2 — телефоны; ГТИ — генератор тактовых импульсов; Тр1 и Тр2 — триггеры; ФИ1 и ФИ2 — формирователи импульсов.

Устройства М1, Д1 и М2, Д2 образуют основные каналы, а устройства М1, Д2 и М2, Д1 — влияющие каналы.

На рис. 7 изображены эпюры напряжений на зажимах 3—3 и 4—4, соответствующие ортогональным функциям Радемахера.

Устройства М1, М2 и Д1, Д2 выполнены на ИМС 168КТ2А, ГТИ — на ИМС 133ЛА8, Тр1 и Тр2 — на ИМС 133ТВ1, а ФИ1 и ФИ2 — на ИМС 168КТ2А и транзисторах 2Т312А.

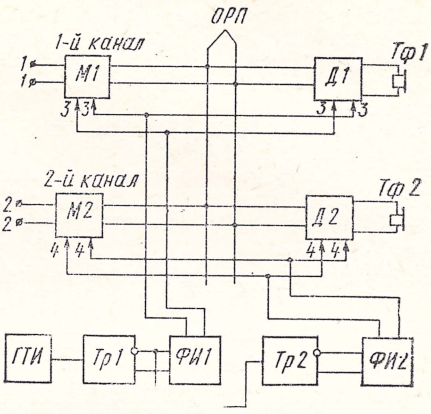


Рис. 6. Структурная схема макета УМВ

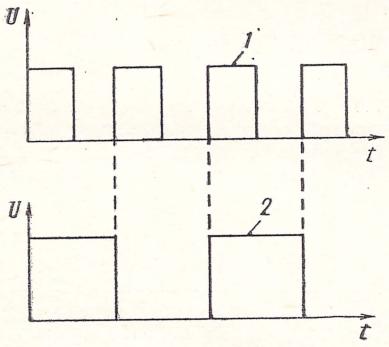


Рис. 7. Эпюры напряжений, соответствующие функциям Радемахера: *1* — на зажимах *3—3* с частотой следования импульсов $f_1 = 55$ кГц; *2* — на зажимах *4—4* с частотой следования импульсов $f_2 = 27{,}5$ кГц

Амплитудно-частотная характеристика основных каналов УМВ в диапазоне частот 50—10000 Гц имеет неравномерность не более 1 дБ, а амплитудная характеристика практически линейная до напряжения 1,2 В эфф на входе М1 или М2, свыше которого амплитуда сигнала ограничивается транзисторами модуляторов и демодуляторов. Коэффициент нелинейных искажений на частоте 1000 Гц при входном напряжении $U_{вх} = 0{,}3$ В эфф равен 0,17% и 1,0% — при $U_{вх} = 1{,}2$ В эфф. На частоте 10000 Гц коэффициент нелинейных искажений равен 0,28% при $U_{вх} = 0{,}3$ В эфф и 1,0% — при $U_{вх} = 1{,}2$ В эфф. Переходное затухание между каналами макета УМВ в диапазоне частот до 10 кГц составило 65—70 дБ.

При прослушивании музыкальных программ через широкополосные электродинамические телефоны было отмечено качественное их звучание при отсутствии заметного на слух прослушивания влияющего канала.

Таким образом, применение ортогональных функций для уплотнения сигналов вместо ИКМ позволяет значительно сократить полосу частот тракта (или увеличить число каналов-программ) и уменьшить объем оборудования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Цифровые системы передачи. Пер. с пол./В. Маевский, Ф. Голоцкий, А. Новак и др.; Под ред. В. Маевского и Е. Милка, — М.: Связь, 1979. — 264 с.
2. Цифровая техника в связи/Под ред. В. В. Маркова. — М.: Радио и связь; Прага, SNTL, 1981. — 280 с.
3. Draft 3. Project Paper 574. Passenger announcement, entertainment and service multiplex system (PAX). April 17, 1972.
4. Technical Description. Hughes model 1103000 Boeing 747 Airplane Wires Compatible Passengen Entertainment and Service Multiplexing system Hughes Aircraft Company, Newport Beach, California. May 24, 1976, p. 57.
5. Aircraft Passenger Entertainment and Passenger Service System. Просп. ф. «Telephonics» (США).
6. Multiplexed Seat Units Designed for 747. Aviation Week. Space Technology. February 17, 1969, p. 81—86.
7. Устройство многопрограммного вещания/Ковешников В. П., Полковский И. М., Рудберг Ю. Е., Сорокин Б. Н. Опубл. в Б. И. № 11, 1982, № 915253, кл. H04 H 1/06.
8. Хармут Х. Ф. Передача информации ортогональными функциями. Пер. с англ. — М.: Связь, 1975.
9. Дядюнов Н. Г., Сенин А. И. Ортогональные и квазиортогональные сигналы. — М.: Связь, 1977. — 224 с.

Статья поступила в июле 1983 года

УДК 534.863.01

В. П. Ковешников

ОЦЕНКА ДОПУСТИМОГО РАЗБРОСА ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКОГО ТРАКТА

Разработана методика расчета допустимого (рационального) разброса параметров элементов электроакустического тракта по заданному классу качества речевой связи. Приводятся примеры расчетов нескольких типов трактов.

Обычная задача анализа — расчет разброса разборчивости речи при заданных допусках на параметры элементов электроакустического тракта рассмотрена в [1]. Здесь же решается обратная задача: по заданному классу качества речевой связи определить рациональные (допустимые) допуски на параметры элементов электроакустического тракта.

В настоящее время качество речевой связи телефонных трактов определяется средним значением разборчивости слов $\overline{W}$, которое в реальных условиях эксплуатации для большинства типов трактов должно быть не менее 90%. Однако, как показывают артикуляционные испытания телефонных трактов, проводимые в шумовой камере или на объекте, единичные результаты измерений разборчивости речи имеют большой разброс, при этом предельные значения их находятся в различных классах качества речевой связи [2]. Представление об этом дает табл. 1, где в числителе приведены данные артикуляционных испытаний трактов телефонной связи двух типов, один из которых (тракт первого типа) оснащен гарнитурой ГВШ-Т-13, размещенной в шлемофоне, а другой (тракт второго типа) — серийным шлемофоном ТШ-3. Обработка результатов измерений проводилась согласно [3]. Как видно из этой таблицы, в акустических шумах с уровнем интенсивности 120 и 131 дБ минимальные значения разборчивости слов электроакустического тракта второго типа соответствуют IV классу качества, средние значения — IV классу качества для акустических шумов с уровнем 131 дБ при $N=1$ и 120 дБ при $N=7$, а в акустическом шуме с уровнем 120 дБ при $N=1$ — III классу качества, максимальные значения соответствуют

III классу качества. В этом случае разброс разборчивости слов по результатам измерений, обеспечиваемый и трактом второго типа, равен 10—12%, среднее квадратическое отклонение — 2,5—3,7%, а абсолютная погрешность измерений разборчивости слов при доверительной вероятности 0,9 в зависимости от числа единичных измерений изменяется от

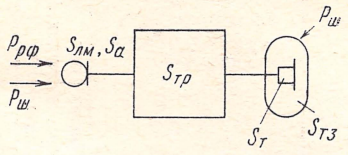


Рис. 1. Структурная схема типового электроакустического тракта для одного абонента

±0,7 до ±1,1%. Электроакустический тракт первого типа в акустическом шуме с уровнем 133 дБ обеспечивает: среднее значение $\overline{W}=91\%$ (III класс качества речевой связи), максимальное значение $W_{макс}=98\%$ (II класс качества), минимальное значение $W_{мин}=82\%$ (IV класс качества), среднее квадратическое отклонение $\sigma_i=4{,}5\%$, абсолютную погрешность измерений $\varepsilon=\pm 2{,}3\%$ и разброс разборчивости слов — 16%.

Таким образом, разборчивость слов, измеренная на одном образце изделия, имеет большое поле допуска, обусловленное в основном разбросом параметров слуха и речи операторов артикуляционной бригады и различной степенью их тренированности.

Можно предположить, что поле допуска разборчивости речи, измеренной на ряде однотипных электроакустических трактов, будет еще больше, так как в этом случае окажет свое действие разброс параметров элементов испытуемых трактов. В связи с отсутствием возможности провести артикуляционные испытания на ряде изделий для получения необходимых статистических данных поле допуска разборчивости речи определялось расчетным путем по методике согласно [1].

Для этой цели была разработана обобщенная структурная схема электроакустического тракта для одного абонента, которая приведена на рис. 1, где $S_а$ и $S_{лм}$ — абсолютная шумостойкость и чувствительность (В/Па) ларингофонов; $S_{тр}$ — коэффициент передачи электрической части электроакустического тракта; $S_т$ — чувствительность (Па/В) телефонов, размещенных в телефонной заглушке с затуханием $S_{тз}$; $P_{рф}$ и $P_{ш}$ — соответственно звуковые давления форсированной речи и акустического шума, Па.

Результаты расчетов средних значений $\overline{W}$ и предельных значений $W_{мин}$ и $W_{макс}$ разборчивости речи исследуемых трактов даны в виде знаменателя в графах 4—6 табл. 1.

При расчетах использовались допуски на параметры элементов телефонного тракта, значения которых приведены в табл. 2.

Исходные данные для расчета разборчивости речи и весовых коэффициентов

$$A_а = -\frac{(0{,}5\,S_а\,S_{лм}\,S_{тр}\,S_т)^2}{S_{тз}^2+(0{,}5\,S_а\,S_{лм}\,S_{тр}\,S_т)^2}, \qquad (1)$$

$$A_{лм}=A_{тр}=A_т=-A_{тз}=\frac{S_{тз}^2}{S_{тз}^2+(0{,}5\,S_а\cdot S_{лм}\,S_{тр}\,S_т)^2} \qquad (2)$$

приведены в табл. 3, а в табл. 4 и 5 даны результаты расчетов весовых коэффициентов и полей допусков $\delta\left(\frac{\Delta Q}{\overline{Q}}\right)$ выходного параметра элект-

Таблица 1

Условия испытаний	Тип гарнитуры (шлемофона) и электроакустических преобразователей	Число пар ларингофонов, включенных на передачу, N	Разборчивость слов, %			Число единичных измерений n	Среднее квадратическое отклонение, σ_i, %	Абсолютная погрешность измерений разборчивости слов (ε, %) при доверительной вероятности 0,9
			Минимальное значение $W_{мин}$	Среднее значение $\overline{W}$	Максимальное значение $W_{макс}$			
Акустический шум НЧ спектра с уровнем 133 дБ	Гарнитура ГВШ-Т-13 ларингофоны ЛЭМ-3 телефоны ТК-67У	4	82,0 80,0	91,0 91,0	98,0 96,0	12	4,5 1,0	±2,3
То же с уровнем 131 дБ	Шлемофон ТШ-3 ларингофоны ЛЭМ-3 телефоны ТА-56М	7	80,0 55,0	87,2 86,5	92,0 93,0	38	3,3 3,7	±0,9
То же	То же	1	80,0 60,0	87,0	92,0 93,5	34	3,7 3,5	±1,1
Акустический шум ВЧ спектра с уровнем 120 дБ	»	7	82,0 35,0	86,6 85,5	92,0 93,0	36	3,3 6,5	±0,9
То же	»	1	84,0 50,0	90,2 89,0	94,0 94,5	36	2,5 4,4	±0,7

Таблица 2

Наименование параметра	Половина поля допуска $\delta_i\left(\frac{\Delta q_i}{\overline{q_i}}\right)$	Отклонение параметра от среднего значения, дБ	Отношение предельных значений параметров
Звуковое давление акустического шума, $P_ш$	0,115	±1,0	1,26
Звуковое давление форсированной речи, $P_{рф}$	0,333	±3,0	2,0
Абсолютная шумостойкость ларингофона, $S_а$	0,262	±2,35	1,71
Чувствительность ларингофона, $S_{лм}$	0,515	±5,0	3,14
Коэффициент передачи электрической части тракта, $S_{тр}$	0,115	±1,0	1,26
Чувствительность телефона, $S_т$	0,290	±2,6	1,82
Затухание телефонной заглушки, $S_{тз}$ . . .	0,600	±6,0	4,0

Таблица 3

Номера полос равной разборчивости	Средняя частота полосы равной разборчивости, Гц	$B_ш$, дБ для 131 дБ	$B_ш$, дБ для 120 дБ	$B_ш$, дБ для 133 дБ	$B_р$, дБ	$\gamma_а$, дБ ЛЭМ-3	$K_{тр}$, дБ	$K_{лм}$, дБ ЛЭМ-3	$K_т$, дБ ТА-56М	$K_{тз}$, дБ ТШ-3	$K_т$, дБ ТК-67У	$K_{тз}$, дБ ГВШ-Т-13
1	250	103	94	105	77,5	—41,5	79	—85,5	12	—3	1,0	—16
2	500	95	90	98	74,5	—35	81,5	—89,0	13	—3,5	—2,0	—24
3	650	89	86	92	71,5	—31	82	—84,5	13	—5,0	—1,0	—28
4	800	85	83	88	69,5	—27	83	—85	10	—7,0	0	—29
5	950	81	81	85	67,1	—24	83,5	—82,5	8	—9,0	2,0	—30
6	1125	78	80	81	64,0	—21,5	84,0	—84,0	8	—10	6,0	—31
7	1300	75	79	79	63,0	—22,0	84,0	—81,5	8	—11	10,0	—32
8	1500	72	78	76	61,5	—23,0	83,5	—74,5	8	—12	14,0	—33
9	1700	70	77	73	60,0	—23,5	83,5	—70,0	8	—13	15,0	—33
10	1875	68	76	71	59,5	—23,5	83,5	—66,0	8	—14	14,0	—34
11	2050	66	76	70	58,5	—25,0	83,5	—62,5	8	—15	13,0	—35
12	2225	64	74	68	57,5	—26,0	83,5	—66,5	8	—16,5	12,0	—35
13	2425	63	73	66	57,0	—25,5	83,0	—69,5	8	—18,0	11,0	—36
14	2725	60	71	64	56,0	—25,0	83,0	—77,0	1	—19,0	9,0	—37
15	3100	58	69	62	54,0	—26,0	83,0	—80,0	— 9	—20,0	0	—39
16	3500	56	66	60	53,0	—23,0	83,0	—84,5	—11	—21,0	—6,0	—41

роакустических трактов первого и второго типов соответственно, где $Q = 10^{0,05E}$, а E — уровень ощущения речевого сигнала на выходе тракта. В рассматриваемом случае для всех полос равной разборчивости $[A_{рф}\,\delta(\Delta P_{рф}/\overline{P}_{рф})]^2 = 0{,}11$ и $[A_ш\,\delta(\Delta P_ш/\overline{P}_ш)]^2 = 0{,}013$. При этом $K_{тз} = 20\lg S_{тз}$; $K_т = 20\lg S_т$; $\gamma_а = 20\lg S_а$; $K_{лм} = 20\lg S_{лм}$; $K_{тр} = 20\lg S_{тр}$.

Как видно из результатов расчетов, представленных в табл. 1, разброс разборчивости слов электроакустического тракта второго типа с реальными допусками на параметры его элементов составляет (33,5—58) %, а разброс разборчивости слов тракта первого типа — 16%. Анализ показывает, что большой разброс разборчивости слов для тракта телефонной связи второго типа обусловлен, в первую очередь, небольшим затуханием $S_{тз}$ телефонной заглушки шлемофона ТШ-3, что приводит к большим значениям весовых коэффициентов, определяемых по формуле (2).

Для тракта телефонной связи первого типа, имеющего те же значения полей допусков параметров элементов тракта, расчетное значение разброса разборчивости слов в несколько раз меньше, чем у тракта второго типа, что объясняется большим затуханием $S_{тз}$ телефонных заглушек гарнитуры ГВШ-Т-13 (см. табл. 3) и, следовательно, меньшими значениями весовых коэффициентов $A_{лм}$, $A_{тр}$, $A_т$, $A_{тз}$.

Из табл. 1 также следует, что увеличение разброса разборчивости речи телефонного тракта второго типа, полученного расчетным путем, вызвано в основном значительным снижением нижнего предела разборчивости речи из-за нелинейной зависимости разборчивости слов W от разборчивости формант A [3], которая может быть аппроксимирована выражением

$$W = [1 - \exp(-0{,}087\,A)]\,100, \qquad (3)$$

где W и A выражены в процентах.

Таблица 4

Значения весовых коэффициентов и поля допуска выходного параметра тракта телефонной связи первого типа

№№ п/п	$-A_а$	$A_{лм}=A_{тр}=A_i=-A_{тз}$	$\left[A_а\,\delta\left(\frac{\Delta S_а}{\bar{S}_а}\right)\right]^2$	$\left[A_{тр}\delta\left(\frac{\Delta S_{тр}}{\bar{S}_{тр}}\right)\right]^2$	$\left[A_{лм}\delta\left(\frac{\Delta S_{лм}}{\bar{S}_{лм}}\right)\right]^2$	$\left[A_{тз}\delta\left(\frac{\Delta S_{тз}}{\bar{S}_{тз}}\right)\right]^2$	$\left[A_т\,\delta\left(\frac{\Delta S_т}{\bar{S}_т}\right)\right]^2$	$\delta^2\left(\frac{\Delta Q}{\bar{Q}}\right)$	$\delta\left(\frac{\Delta Q}{\bar{Q}}\right)$
1	$1{,}97\cdot10^{-4}$	1,0	$2{,}65\cdot10^{-9}$	$1{,}32\cdot10^{-2}$	$26{,}4\cdot10^{-2}$	$35{,}6\cdot10^{-2}$	$8{,}4\cdot10^{-2}$	$84{,}02\cdot10^{-2}$	0,92
2	$2{,}07\cdot10^{-3}$	1,0	$29{,}3\cdot10^{-8}$	$1{,}32\cdot10^{-2}$	$26{,}4\cdot10^{-2}$	$35{,}6\cdot10^{-2}$	$8{,}4\cdot10^{-2}$	$84{,}02\cdot10^{-2}$	0,92
3	$6{,}48\cdot10^{-2}$	0,935	$28{,}7\cdot10^{-5}$	$1{,}24\cdot10^{-2}$	$23{,}0\cdot10^{-2}$	$30{,}6\cdot10^{-2}$	$7{,}35\cdot10^{-2}$	$74{,}5\cdot10^{-2}$	0,86
4	$1{,}97\cdot10^{-1}$	0,802	$2{,}65\cdot10^{-3}$	$1{,}06\cdot10^{-2}$	$17{,}0\cdot10^{-2}$	$22{,}2\cdot10^{-2}$	$5{,}4\cdot10^{-2}$	$58{,}2\cdot10^{-2}$	0,77
5	0,666	0,334	$30{,}3\cdot10^{-3}$	$0{,}44\cdot10^{-2}$	$3{,}0\cdot10^{-2}$	$3{,}97\cdot10^{-2}$	$9{,}38\cdot10^{-3}$	$23{,}68\cdot10^{-2}$	0,45
6	0,897	0,102	$55{,}1\cdot10^{-3}$	$0{,}13\cdot10^{-2}$	$2{,}75\cdot10^{-3}$	$3{,}7\cdot10^{-3}$	$8{,}75\cdot10^{-4}$	$18{,}58\cdot10^{-2}$	0,43
7	0,978	$2{,}2\cdot10^{-2}$	$6{,}5\cdot10^{-2}$	$0{,}29\cdot10^{-3}$	$1{,}28\cdot10^{-4}$	$1{,}72\cdot10^{-4}$	$4{,}07\cdot10^{-5}$	$18{,}83\cdot10^{-2}$	0,43
8	0,998	$1{,}8\cdot10^{-3}$	$6{,}85\cdot10^{-2}$	$0{,}24\cdot10^{-4}$	$8{,}6\cdot10^{-7}$	$1{,}15\cdot10^{-6}$	$2{,}72\cdot10^{-7}$	$19{,}15\cdot10^{-2}$	0,44
9	0,999	$6{,}34\cdot10^{-4}$	$6{,}85\cdot10^{-2}$	$0{,}84\cdot10^{-5}$	$1{,}06\cdot10^{-7}$	$1{,}43\cdot10^{-7}$	$3{,}38\cdot10^{-8}$	$19{,}15\cdot10^{-2}$	0,44
10	0,999	$3{,}18\cdot10^{-4}$	$6{,}85\cdot10^{-2}$	$0{,}42\cdot10^{-5}$	$2{,}7\cdot10^{-8}$	$3{,}6\cdot10^{-8}$	$8{,}5\cdot10^{-9}$	$19{,}15\cdot10^{-2}$	0,44
11	0,999	$1{,}6\cdot10^{-4}$	$6{,}85\cdot10^{-2}$	$0{,}21\cdot10^{-5}$	$7{,}0\cdot10^{-9}$	$9{,}13\cdot10^{-9}$	$2{,}15\cdot10^{-9}$	$19{,}15\cdot10^{-2}$	0,44
12	0,999	$6{,}23\cdot10^{-4}$	$6{,}85\cdot10^{-2}$	$0{,}82\cdot10^{-5}$	$1{,}33\cdot10^{-7}$	$1{,}38\cdot10^{-7}$	$3{,}26\cdot10^{-8}$	$19{,}15\cdot10^{-2}$	0,44
13	0,998	$1{,}28\cdot10^{-3}$	$6{,}8\cdot10^{-2}$	$0{,}17\cdot10^{-4}$	$4{,}33\cdot10^{-7}$	$5{,}84\cdot10^{-7}$	$1{,}37\cdot10^{-7}$	$19{,}15\cdot10^{-2}$	0,44
14	0,994	$5{,}02\cdot10^{-3}$	$6{,}75\cdot10^{-2}$	$0{,}66\cdot10^{-4}$	$6{,}7\cdot10^{-6}$	$8{,}98\cdot10^{-6}$	$2{,}12\cdot10^{-6}$	$19{,}05\cdot10^{-2}$	0,44
15	0,898	0,101	$55{,}2\cdot10^{-3}$	$1{,}34\cdot10^{-3}$	$2{,}7\cdot10^{-3}$	$3{,}63\cdot10^{-3}$	$8{,}58\cdot10^{-4}$	$18{,}58\cdot10^{-2}$	0,43
16	0,686	0,308	$32{,}2\cdot10^{-3}$	$4{,}02\cdot10^{-3}$	$2{,}5\cdot10^{-2}$	$3{,}38\cdot10^{-2}$	$7{,}98\cdot10^{-3}$	$22{,}6\cdot10^{-2}$	0,48

Таблица 5

Значения весовых коэффициентов и поля допуска выходного параметра тракта телефонной связи второго типа

№№ п/п	$-A_а$	$A_{лм}=A_{тр}=$ $=A_т=-A_{тз}$	$\left[A_а\delta\left(\frac{\Delta S_а}{\bar{S}_а}\right)\right]^2$	$\left[A_{тр}\delta\left(\frac{\Delta S_{тр}}{\bar{S}_{тр}}\right)\right]^2$	$\left[A_{лм}\delta\left(\frac{\Delta S_{лм}}{\bar{S}_{лм}}\right)\right]^2$	$\left[A_{тз}\delta\left(\frac{\Delta S_{тз}}{\bar{S}_{тз}}\right)\right]^2$	$\left[A_т\delta\left(\frac{\Delta S_т}{\bar{S}_т}\right)\right]^2$	$\delta^2\left(\frac{\Delta Q}{\bar{Q}}\right)$	$\delta\left(\frac{\Delta Q}{\bar{Q}}\right)$
1	$1{,}22\cdot10^{-4}$	1,0	$1{,}02\cdot10^{-9}$	$1{,}32\cdot10^{-2}$	$26{,}4\cdot10^{-2}$	$35{,}6\cdot10^{-2}$	$8{,}4\cdot10^{-2}$	$83{,}92\cdot10^{-2}$	0,92
2	$6{,}1\cdot10^{-4}$	1,0	$2{,}55\cdot10^{-8}$	$1{,}32\cdot10^{-2}$	$26{,}4\cdot10^{-2}$	$35{,}6\cdot10^{-2}$	$8{,}4\cdot10^{-2}$	$83{,}92\cdot10^{-2}$	0,92
3	$7{,}2\cdot10^{-3}$	0,995	$3{,}56\cdot10^{-6}$	$1{,}31\cdot10^{-2}$	$26{,}2\cdot10^{-2}$	$35{,}4\cdot10^{-2}$	$8{,}35\cdot10^{-2}$	$83{,}56\cdot10^{-2}$	0,91
4	$1{,}49\cdot10^{-1}$	0,985	$15{,}2\cdot10^{-5}$	$1{,}28\cdot10^{-2}$	$25{,}7\cdot10^{-2}$	$33{,}7\cdot10^{-2}$	$8{,}2\cdot10^{-2}$	$81{,}18\cdot10^{-2}$	0,90
5	$6{,}15\cdot10^{-2}$	0,94	$2{,}6\cdot10^{-4}$	$1{,}16\cdot10^{-2}$	$23{,}5\cdot10^{-2}$	$30{,}6\cdot10^{-2}$	$7{,}4\cdot10^{-2}$	$74{,}96\cdot10^{-2}$	0,86
6	0,102	0,895	$6{,}85\cdot10^{-4}$	$1{,}06\cdot10^{-2}$	$21{,}1\cdot10^{-2}$	$28{,}0\cdot10^{-2}$	$6{,}7\cdot10^{-2}$	$69{,}16\cdot10^{-2}$	0,83
7	0,182	0,81	$2{,}28\cdot10^{-3}$	$0{,}87\cdot10^{-2}$	$17{,}3\cdot10^{-2}$	$22{,}9\cdot10^{-2}$	$5{,}52\cdot10^{-2}$	$58{,}89\cdot10^{-2}$	0,77
8	0,504	0,495	$1{,}72\cdot10^{-2}$	$0{,}32\cdot10^{-2}$	$6{,}5\cdot10^{-2}$	$9{,}0\cdot10^{-2}$	$2{,}1\cdot10^{-2}$	$31{,}94\cdot10^{-2}$	0,56
9	0,753	0,248	$3{,}88\cdot10^{-2}$	$8{,}13\cdot10^{-4}$	$1{,}63\cdot10^{-2}$	$2{,}5\cdot10^{-2}$	$0{,}52\cdot10^{-2}$	$20{,}83\cdot10^{-2}$	0,46
10	0,907	0,093	$5{,}77\cdot10^{-2}$	$1{,}14\cdot10^{-4}$	$0{,}23\cdot10^{-2}$	$0{,}3\cdot10^{-2}$	$7{,}52\cdot10^{-4}$	$18{,}61\cdot10^{-2}$	0.43
11	0,966	0,046	$6{,}28\cdot10^{-2}$	$0{,}28\cdot10^{-4}$	$5{,}571\cdot0^{-4}$	$7{,}3\cdot10^{-4}$	$1{,}8\cdot10^{-4}$	$18{,}58\cdot10^{-2}$	0,43
12	0,896	0,104	$5{,}45\cdot10^{-2}$	$1{,}43\cdot10^{-4}$	$0{,}29\cdot10^{-2}$	$0{,}4\cdot10^{-2}$	$9\cdot10^{-4}$	$18{,}44\cdot10^{-2}$	0,43
13	0,862	0,138	$5{,}09\cdot10^{-2}$	$2{,}51\cdot10^{-4}$	$0{,}5\cdot10^{-2}$	$0{,}7\cdot10^{-2}$	$0{,}16\cdot10^{-2}$	$18{,}75\cdot10^{-2}$	0,43
14	0,195	0,81	$2{,}61\cdot0^{-3}$	$0{,}87\cdot10^{-2}$	$17{,}3\cdot10^{-2}$	$33\cdot10^{-2}$	$5{,}52\cdot10^{-2}$	$59{,}25\cdot10^{-2}$	0,77
15	$1{,}48\cdot10^{-2}$	0,99	$14{,}9\cdot10^{-6}$	$1{,}3\cdot10^{-2}$	$26\cdot10^{-2}$	$35\cdot10^{-2}$	$8{,}25\cdot10^{-2}$	$82{,}85\cdot10^{-2}$	0,91
16	$2{,}92\cdot10^{-3}$	1,0	$58{,}3\cdot10^{-8}$	$1{,}32\cdot10^{-2}$	$26{,}4\cdot10^{-2}$	$35{,}6\cdot10^{-2}$	$8{,}4\cdot10^{-2}$	$83{,}92\cdot10^{-2}$	0,92

Из (3) следует, что при симметричном разбросе разборчивости формант $\pm\Delta A = A_{мин} - \overline{A} = A_{макс} - \overline{A}$ относительно среднего значения $\overline{A}$ ΔW будет несимметричным, при этом $\Delta W_{мин} = \overline{W} - W_{мин} > \Delta W_{макс} = W_{макс} - \overline{W}$. И чем меньше $\overline{W}$, тем больше несимметрия разброса разборчивости речи. Этот вывод подтверждается результатами измерений разборчивости речи, приведенными в табл. 1. При этом в соответствии с методикой [3] самые минимальные значения разборчивости слов (72, 76 и 78%) были оценены как случайные и поэтому при обработке результатов измерений не учитывались.

Оценим теперь влияние на разброс разборчивости слов ΔW изменения допуска $\delta\left(\frac{\Delta q_i}{\overline{q_i}}\right)$ на параметр одного элемента при сохранении допусков на параметры остальных элементов исследуемых трактов телефонной связи. Полученные зависимости $\Delta W = f\left[\delta\left(\frac{\Delta q_i}{\overline{q_i}}\right)\right]$ для трактов первого и второго типов представлены на рис. 2 и 3, где $\overline{q_i}$ и Δq_i — соответственно среднее значение и разброс параметра элемента электроакустического тракта.

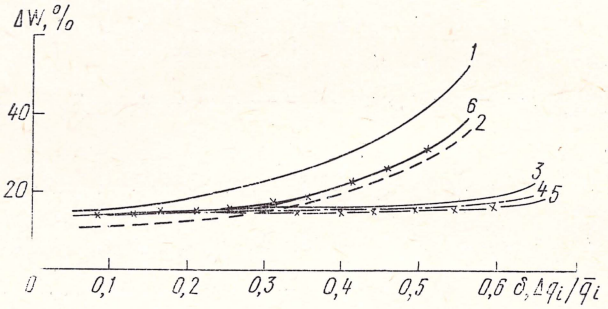


Рис. 2. Зависимость разброса разборчивости слов от поля допуска параметров элементов тракта первого типа:

$1 - \delta\left(\frac{\Delta P_ш}{\overline{P}_ш}\right)$; $2 - \delta\left(\frac{\Delta P_{рф}}{\overline{P}_{рф}}\right)$; $3 - \delta\left(\frac{\Delta S_т}{\overline{S}_т}\right)$;

$4 - \delta\left(\frac{\Delta S_{лм}}{\overline{S}_{лм}}\right)$; $5 - \delta\left(\frac{\Delta S_{тз}}{\overline{S}_{тз}}\right)$; $6 - \delta\left(\frac{\Delta S_а}{\overline{S}_а}\right)$

Из этих рисунков следует, что наибольшее влияние на разброс разборчивости речи оказывают изменения звукового давления акустического шума (кривая 1) и речи (кривая 2). Для уменьшения влияния указанных разбросов на поле допуска разборчивости речи целесообразно в трактах телефонной связи применять автоматические регуляторы усиления, которые в зависимости от уровня интенсивности акустического шума изменяют коэффициент усиления тракта, поддерживая соотношение сигнал/шум на оптимальном уровне. При этом обеспечивается максимально возможная для данного случая разборчивость речи.

Определим теперь, какие должны быть допуски на параметры элементов электроакустического тракта, чтобы разброс разборчивости речи не выходил за границы заданного класса качества речевой связи [2].

Рассмотрим в качестве примера телефонный тракт первого типа, который в акустическом шуме с уровнем 133 дБ обеспечивает $\overline{W} = 91\%$,

что согласно [2] соответствует III классу качества (для него $W_{макс} = 94\%$ и $W_{мин} = 89\%$).

Данная задача может быть решена с помощью метода равных влияний [4], при котором

$$A_1 \delta\left(\frac{\Delta q_1}{\bar{q}_1}\right) = A_2 \delta\left(\frac{\Delta q_2}{\bar{q}_2}\right) = \ldots = A_i \delta\left(\frac{\Delta q_i}{\bar{q}_n}\right), \qquad (4)$$

где $i = 1, \ldots, n$ — число параметров элементов электроакустического тракта.

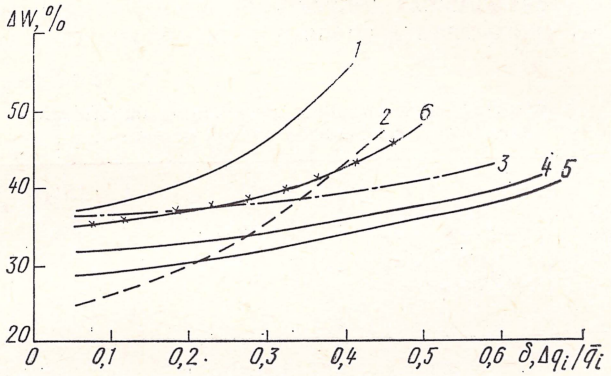


Рис. 3. Зависимость разброса разборчивости слов от поля допуска параметров элементов тракта второго типа:

$1 - \delta\left(\frac{\Delta P_ш}{\bar{P}_ш}\right)$; $2 - \delta\left(\frac{\Delta P_{рф}}{\bar{P}_{рф}}\right)$; $3 - \delta\left(\frac{\Delta S_т}{\bar{S}_т}\right)$;

$4 - \delta\left(\frac{\Delta S_{лм}}{\bar{S}_{лм}}\right)$; $5 - \delta\left(\frac{\Delta S_{тз}}{\bar{S}_{тз}}\right)$; $6 - \delta\left(\frac{\Delta S_а}{\bar{S}_а}\right)$

В табл. 6 приведены результаты расчетов половины поля допуска уровня ощущения речевого сигнала при $89\% \leqslant W \leqslant 94\%$.

В соответствии с [1] и соотношением (4) имеем

$$\delta\left(\frac{\Delta Q}{\bar{Q}}\right) = \sqrt{\sum_{i=1}^{n}\left[A_i \delta\left(\frac{\Delta q_i}{\bar{q}_i}\right)\right]^2} = A_i \delta\left(\frac{\Delta q_i}{\bar{q}_i}\right)\sqrt{n}. \qquad (5)$$

Таблица 6

Половина поля допуска уровня ощущения речевого сигнала при заданном разбросе разборчивости речи

Наименование параметра тракта	Значение параметра		
	Нижний предел	Среднее значение	Верхний предел
Разборчивость слов	$W_н = 89\%$	$\bar{W} = 91\%$	$W_в = 94\%$
Разборчивость формант	$A_н = 25\%$	$\bar{A} = 28\%$	$A_в = 33\%$
Вероятность неискаженного восприятия речевого сигнала*	$p_н = 31$	$\bar{p} = 0{,}35$	$p_в = 0{,}41$
Уровень ощущения речевого сигнала $Q = 10^{0{,}05E}$	$E_н = 5$ дБ	$\bar{E} = 6{,}2$ дБ	$E_в = 7{,}2$ дБ
	$Q_н = 1{,}78$	$\bar{Q} = 2{,}04$	$Q_в = 2{,}3$

* Принята одинаковой для всех полос равной разборчивости.

Согласно данным табл. 6

$$\delta\left(\frac{\Delta Q}{\overline{Q}}\right) = \frac{Q_в - Q_н}{2\overline{Q}} = 0{,}127. \qquad (6)$$

Для $n=7$ с учетом (6)

$$A_i\,\delta\left(\frac{\Delta q_i}{\overline{q_i}}\right) = 0{,}048. \qquad (7)$$

Так как $|A_ш| = A_{рф} = 1$, то $\delta\left(\frac{\Delta P_ш}{\overline{P}_ш}\right) = \delta\left(\frac{\Delta P_{рф}}{\overline{P}_{рф}}\right) = 0{,}048.$

Значения рациональных допусков остальных параметров элементов электроакустического тракта первого типа приведены в табл. 7.

Таблица 7

Значения рациональных допусков на параметры элементов телефонного тракта первого типа

Номера полос равной разборчивости	Средняя частота полосы равной разборчивости, Гц	$\delta\left(\frac{\Delta S_а}{\overline{S}_а}\right)$	$\delta\left(\frac{\Delta S_{тз}}{\overline{S}_{тз}}\right)=\delta\left(\frac{\Delta S_{лм}}{\overline{S}_{лм}}\right)=\delta\left(\frac{\Delta S_{тр}}{\overline{S}_{тр}}\right)=\delta\left(\frac{\Delta S_т}{\overline{S}_т}\right)$
1	250	$3{,}9\cdot10^{2}$	$4{,}8\cdot10^{-2}$
2	500	$7{,}9\cdot10^{1}$	$4{,}8\cdot10^{-2}$
3	650	6,66	$4{,}85\cdot10^{-2}$
4	800	3,2	$4{,}87\cdot10^{-2}$
5	950	7,8	$5{,}11\cdot10^{-2}$
6	1125	4,7	$5{,}36\cdot10^{-2}$
7	1300	0,264	$5{,}92\cdot10^{-2}$
8	1500	$9{,}52\cdot10^{-2}$	$0{,}96\cdot10^{-1}$
9	1700	$6{,}3\cdot10^{-2}$	$1{,}93\cdot10^{-1}$
10	1875	$5{,}29\cdot10^{-2}$	$5{,}16\cdot10^{-1}$
11	2050	$5{,}04\cdot10^{-2}$	1,04
12	2225	$5{,}35\cdot10^{-2}$	$4{,}61\cdot10^{-1}$
13	2425	$5{,}54\cdot10^{-1}$	$3{,}46\cdot10^{-1}$
14	2725	$2{,}5\cdot10^{-1}$	$5{,}92\cdot10^{-2}$
15	3100	3,25	$4{,}8\cdot10^{-2}$
16	3500	16,5	$4{,}8\cdot10^{-2}$

Анализируя допуски на параметры элементов реального тракта, принятые при расчетах, и рациональные допуски, при которых обеспечивается заданный допуск на разборчивость речи, можно сделать следующие выводы.

1. Поле допуска звукового давления речи должно быть уменьшено примерно в семь раз, что может быть обепечено применением компрессии или автоматической регулировки усиления.

2. Реальное поле допуска акустического шума должно быть уменьшено примерно в три раза по сравнению с рациональным.

3. Поле допуска абсолютной шумостойкости ларингофонов в полосе частот 1500—2425 Гц должно быть уменьшено примерно в пять раз, а на остальных частотах оно может быть увеличено.

4. Поле допуска коэффициента передачи усилительной части тракта должно быть уменьшено примерно в два раза.

5. Поля допусков чувствительности ларингофона, приведенной к эквивалентному микрофону, и затухания телефонной заглушки в диапазоне частот 1700—2425 Гц примерно совпадают с рациональным полем допуска, а на остальных частотах должны быть уменьшены примерно в десять раз.

6. Реальное поле допуска чувствительности телефонов в диапазоне частот 1700—2425 Гц примерно совпадает с рациональным, а на остальных частотах должно быть уменьшено в среднем в 5 раз.

Учитывая реальные возможности, можно принять следующие значения полей допусков на параметры элементов телефонного тракта первого типа, к реализации которых следует стремиться:

$$\delta\left(\frac{\Delta S_{тр}}{\overline{S}_{гр}}\right) = 0{,}02\,(\pm\,0{,}2\ \text{дБ})\ \text{и}\ \delta\left(\frac{\Delta P_{ш}}{\overline{P}_{ш}}\right) = \delta\left(\frac{\Delta S_{а}}{\overline{S}_{а}}\right) = \delta\left(\frac{\Delta S_{т}}{\overline{S}_{т}}\right) =$$

$$= \delta\left(\frac{\Delta S_{тз}}{\overline{S}_{из}}\right) = \delta\left(\frac{\Delta S_{лм}}{\overline{S}_{лм}}\right) = \delta\left(\frac{\Delta P_{рф}}{\overline{P}_{рф}}\right) = 0{,}115\,(\pm\,1{,}0\ \text{дБ}).$$

При этих значениях полей допусков параметров элементов тракта имеем: $W_н = 89\%$ и $W_в = 93{,}5\%$, что с достаточной для практики точностью совпадает с границами разборчивости слов по III классу качества согласно [2].

Полученные результаты имеют практическое значение, так как они могут быть использованы при обосновании требований к параметрам разрабатываемых элементов разговорного тракта.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ковешников В. П., Полковский И. М. Вероятностные расчеты разборчивости речи тракта телефонной связи. — Техника средств связи. Сер. ТПС, 1982, вып. 1 (5), с. 73—80.
2. ГОСТ 16600—72. Передача речи по трактам радиотелефонной связи. Методы артикуляционных испытаний.
3. Покровский Н. Б. Расчет и измерение разборчивости речи. — М.: Связьиздат, 1962. — 392 с.
4. Полковский И. М., Стыцько В. П., Рудберг Ю. Е. Схемотехника микроэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1981. — 320 с.

Статья поступила в августе 1983 года

УДК 6.12.373.826 : 621.396.012

Канд. техн. наук **В. Ф. Ламекин**

СОПОСТАВЛЕНИЕ ЦИФРОВЫХ ВОСС СО ЗВЕЗДООБРАЗНОЙ И КОЛЬЦЕВОЙ СТРУКТУРАМИ ДЛЯ ВНУТРИОБЪЕКТОВОЙ СВЯЗИ

Проводится оценка энергетических, конструктивных, экономических и эксплуатационных характеристик ВОСС для подвижных объектов со звездообразной и кольцевой структурами сети.

При проектировании оптических систем связи на волоконных световодах (ВОСС) с цифровой формой передачи информации определяются четыре основные взаимосвязанные характеристики: структура сети, желаемая скорость передачи информации, вероятность ошибки при передаче информации, расстояние между оконечными устройствами. Кроме этого, учитывается также ряд дополнительных внешних факторов таких, например, как физический и химический состав окружающей среды, надежность эволюции, масса, габариты, мощность потребления,

электромагнитная совместимость. Многие факторы в процессе проектирования предопределены спецификой условий эксплуатации ПО. Учет всех факторов делает процедуру расчета ВОСС достаточно сложной.

Первый шаг проектирования ВОСС — выбор структуры сети ВОСС первого поколения, т. е. систем, в которых основные функции обработки сигнала выполняют электронные блоки, а функции линий связи — волоконные световоды.

Двумя наиболее употребительными типами оптических цифровых систем являются: последовательная кольцевая децентрализованная система с ответвляющимися соединителями и параллельная централизованная система с соединителями типа «звезда». На рис. 1 приведены функциональные схемы ВОСС с N оконечными устройствами кольцевого, звездообразного и иерархического типа.

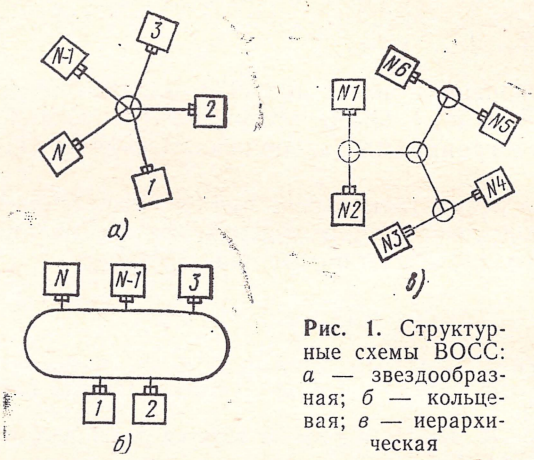


Рис. 1. Структурные схемы ВОСС: *а* — звездообразная; *б* — кольцевая; *в* — иерархическая

Рассмотрим проблему проектирования в двух аспектах: выбор структуры линий связи и выбор способа реализации электронных блоков ВОСС. Количество вариантов построения системы быстро растет с увеличением числа отдельных передатчиков, соединителей, разветвителей, оконечных устройств, а также с изменением режима их работы (на прием или интерактивный). Расчет, конструкция и работа ВОСС зависят от многих факторов, в том числе от максимального динамического диапазона между оконечными устройствами, необходимого для достоверной передачи информации.

Динамический диапазон в звездообразной системе с N оконечными устройствами определяется [1] выражением

$$Д = d_{ср}^{(2-N)/2}, \qquad (1)$$

где $d_{ср} = e^{-\alpha L (N-1)}$ — среднее затухание между оконечными устройствами;

α — коэффициент затухания световода;

L — длина волоконной линии.

Для кольцевой системы динамический диапазон описывается выражением

$$Д = \left[d_{ср}\, d_{р}^{2}\, d_{0} \left(\frac{N-2}{N-1}\right)\right]^{2-N}, \qquad (2)$$

где $d_р$ — потери в разъеме;

$d_0 = \frac{P_t}{1-2\rho_t}$ — суммарные потери в ответвителе;

P_t — отношение входящей в ответвителях мощности к выходящей;

ρ_t — доля мощности, отводимой из общей оптической магистрали к оконечному устройству.

На практике средние значения величины $d_р^2$ составляют 1,5—2 дБ. При энергетическом расчете ВОСС следует учитывать и суммарные потери в системе. Для сравнительной оценки потерь в обоих типах систем можно воспользоваться выражениями для отношения величины оптической мощности в линии на выходе одного оконечного устройства к величине мощности на выходе другого оконечного устройства $C_р$. Величина $C_р$ для звездообразной системы определяется выражением

$$C_р^3 = d_{ср}^{N-1} d_р^4 d_з d_{од}/N,$$

где $d_з$ — вносимые потери соединителем типа «звезда»;

$d_{од}$ — потери в двунаправленном ответвителе.

Для кольцевой структуры величина $C_р^к$ задается формулой

$$C_р^к = d_{ср}^{N-1} d_р^{2(N-1)} d_0^{N-2} P_t (1-2\rho_t)^{N-2}/2.$$

Суммарные потери в звездообразной системе можно представить выражением

$$d_Σ^3 = 4 d_{кр} + d_{зв} + d_з + d_{од} \approx 10 \lg N + 0{,}13 \cdot 10^2, \quad (3)$$

где $d_{кр}$ — потери в кабельном разъеме;

$d_{зв}$ — внутренние потери в соединителе типа «звезда».

Суммарные потери в кольцевой системе определяются выражением

$$d_Σ^к = d_{од} + d_{тр} + d_{тв} + 2 d_{кр} + (N-3)(2 d_{кр} + d_{тв} + d_т) \approx 4{,}5 N + 3{,}5, \quad (4)$$

где $d_т$ — коэффициент разветвления Т-ответвителя;

$d_{тв}$ — внутренние потери в Т-ответвителе;

$d_{тр}$ — вносимые потери Т-ответвителем.

Анализ выражений суммарных потерь звездообразной и кольцевой структур показывает, что при $N \leqslant 5$ суммарные потери в обеих системах примерно одинаковы, но для большего числа оконечных устройств различие между ними быстро увеличивается: для $N=10$ в звездообразной системе потери примерно в два раза меньше, а для $N=21$ — в 4 раза.

В случае применения унифицированных по оптическому стыку оконечных устройств потребуется введение различных коэффициентов ввода у каждого оконечного устройства для обеспечения одинаковой величины сигнала в каждом фотоприемнике. Однако такая система становится весьма громоздкой.

Кроме того, в звездообразной системе $C_р$ изменяется обратно пропорционально N, а в кольцевой системе — как экспоненциальная функция с показателем N, поэтому кольцевая система оказывается менее предпочтительной в смысле гибкости при расширении системы по количеству оконечных устройств, так как она рассчитывается точно для N устройств.

Радиальная система типа «звезда» по уровню сигналов обладает преимуществами перед кольцевой, особенно при числе оконечных уст-

ройств $N>10$, поскольку при ее реализации не возникает проблем, связанных с необходимостью введения АРУ с большим диапазоном регулирования для обработки больших сигналов от близко расположенных оконечных устройств и слабых сигналов — от удаленных.

Недостатком звездообразной системы является большая длина линий связи к оконечным устройствам. Это требует при одинаковом числе устройств использования более длинного кабеля, чем в случае кольцевой системы, что существенно при использовании ВОСС на крупномасштабных ПО. В ПО ограниченных размеров используется небольшое число оконечных устройств, и в этом случае суммарные потери в обеих системах примерно одинаковы. Поэтому при выборе структуры ВОСС следует учитывать дополнительные факторы: стоимость и вес кабеля, возможность развития системы путем подключения дополнительных оконечных устройств.

Звездообразная система, как видно из анализа выражений (1) и (3), (2) и (4), имеет преимущество перед кольцевой по динамическому диапазону. Поскольку в ней оптическая мощность распределяется между всеми оконечными устройствами, это приводит к зависимости динамического диапазона от длины соединительных линий до оконечных устройств. Если длина всех линий связи одинакова и потери в соединителях и кабелях также одинаковы, то динамический диапазон может приближаться к теоретическому значению. Кроме того, это позволяет применять унифицированные оконечные устройства.

Таким образом, исходя из энергетических и экономических характеристик ВОСС, для ПО ограниченных размеров предпочтительнее (при $N \leqslant 10$) применение звездообразной структуры сети, а для крупномасштабных ПО — кольцевой.

Рассмотрим варианты реализации электронных блоков в ВОСС обеих структур. Один из вариантов построения системы по кольцевой децентрализованной структуре изображен на рис. 2.

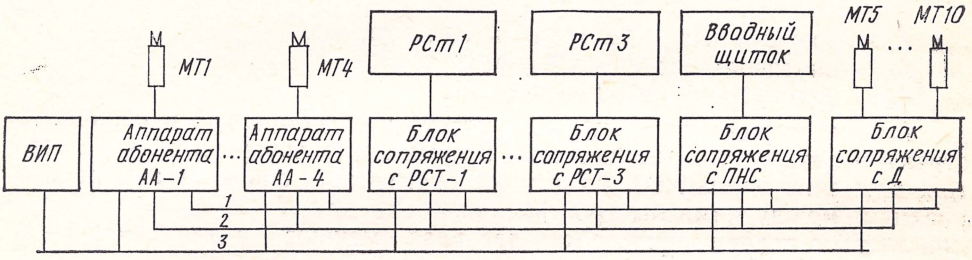


Рис. 2. Блок-схема кольцевой децентрализованной структуры ВОСС

Оконечные устройства соединяются тремя магистральными шинами: для передачи речевой информации, управления и питания.

Речевой аналоговый сигнал при таком построении наиболее целесообразно преобразовывать в цифровую форму и передавать в общую магистраль в уплотненном виде. Скорость передачи при этом можно приблизительно оценить как $V_{\text{пер}} \approx 100\ N_{\text{кбит}}$ (N — количество уплотняемых сигналов). Если объединить шину управления и шину передачи речевого сигнала, то потребуется большая скорость передачи уплотненного сигнала, кроме того, усложнится схема оконечного устройства.

При использовании децентрализованной кольцевой структуры око-

печные устройства могут быть унифицированными и работать автономно. Оконечное устройство (рис. 3) в общем случае будет состоять из нескольких функциональных узлов: контроллера, узла кодера и декодера, шинного формирователя и узла мультиплексирования. Основным узлом является контроллер. Контроллер выполняет функции обработки принимаемых команд по программе и выдачи команд управления. Узел кодера и декодера предназначен для преобразования речевых сигналов в цифровую форму. Шинный формирователь — для передачи сигналов в общую магистраль и приема сигналов из магистрали. Узел мультиплексирования уплотняет и разуплотняет сигналы, осуществляет синхронизацию и преобразует сигналы для передачи их в контроллер.

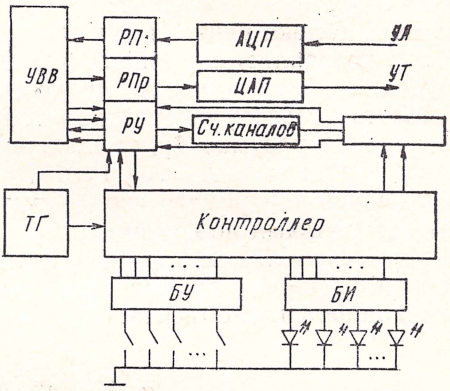


Рис. 3. Электрическая схема оконечного устройства для кольцевой децентрализованной структуры ВОСС

Контроллер [2] состоит из трех основных устройств: процессора, ПЗУ и ОЗУ, интерфейсной схемы. Контроллер с использованием получивших широкое распространение микропроцессорных БИС серии 580 занимает приблизительно 3 платы размером 140×80 мм. Потребляемая мощность 10—20 Вт (в зависимости от объема памяти). В контроллерах применяются логические микросхемы серии 133 (около 20 шт.), процессор 580ВМ80, шинный формировать 585АП16 (2—5 шт.), интерфейсные схемы 580ВВ55, 580ВВ51, БИС ОЗУ и ПЗУ 556РТ5, 541РУ2А, 541РТ (количество определяется объемом программы).

Такой контроллер не имеет достаточного быстродействия для управления процессом обмена информацией по общей магистрали. С этой целью используется узел мультиплексирования, в состав которого входят ИМС серий 133 и 564.

Оконечное устройство с использованием такого контроллера будет располагаться на 6—8 платах размером 140×80 мм.

Целесообразно использовать в контроллере однокристальную микро-ЭВМ. Применение микро-ЭВМ типа 8085 и 80С35 (фирмы *Intel,* США) значительно упростит схему контроллера.

Микро-ЭВМ 8085 или 80С35 — 8 разрядная машина, имеющая постоянную память с организацией 1Кх8, ОЗУ-64х8, 27 линий ввода—вывода, восьмиразрядный таймер, а также генератор и схему формирования тактовых импульсов. При небольшом количестве управляющих сигналов и относительно простой программе во внутриобъектовых ВОСС микро-ЭВМ 8085 и 80С35 позволят полностью исключить платы интерфейса и памяти, что уменьшит объем оконечного устройства на треть [2].

Узел кодера и декодера может быть заменен аналоговой микро-ЭВМ типа 2920 фирмы *Intel* [3]. Микро-ЭВМ типа 2920 имеет 8 выходов и 4 входа, которые могут быть либо цифровыми, либо аналоговыми в

зависимости от указаний программы. Для сравнительно несложных оконечных устройств микро-ЭВМ 2920 может полностью заменить контроллер и узел кодера и декодера (в настоящее время ведется разработка аналоговой микро-ЭВМ).

Основные достоинства децентрализованной кольцевой структуры: универсальность и идентичность по структуре схем оконечных устройств, уменьшение длины линий связи между устройствами. Однако отсутствие в настоящее время приемлемых однокристальных микро-ЭВМ ограничивает возможности данной структуры. Использование контроллера, изготовленного на основе процессорных серий типа 580 или 588, приводит к неоправданному увеличению габаритов аппаратов. Так, для системы на 10 абонентов объем оконечных устройств при децентрализованной кольцевой (8—10 плат) структуре сравним с объемом БЦК (блока централизованной коммутации) звездообразной структуры, а потребляемая мощность в 3 раза больше [4]. Использование в будущем однокристальных микро-ЭВМ позволит в некоторых случаях применять кольцевую децентрализованную структуру. Однако в отдельных случаях разумно будет использовать централизованную звездообразную структуру, где микро-ЭВМ в оконечном аппарате будет использоваться как контроллер ввода—вывода, а управление будет осуществлять центральный процессор.

Сопоставление кольцевой и магистральной структур ВОСС для ПО позволяет провести оптимальный выбор системы с учетом особенностей функционирования объекта.

ЛИТЕРАТУРА

1. Элион Г., Элион Х. Волоконная оптика в системах связи. — М.: Мир, 1981.
2. Ламекин В. Ф., Хохлов А. И. Особенности применения микропроцессоров в АВСК. — Техника средств связи. Сер. ВОС, 1982, вып. 1.
3. Ламекин В. Ф. Аналоговые микропроцессоры для систем связи. — Радиотехника, 1983, № 1.
4. Довченко Н. К., Ламекин В. Ф., Арсеньев В. Г. и др. Цифровая волоконно-оптическая линия связи для ПО. — Техника средств связи. Сер. ВОС, 1982, вып. 1.

Статья поступила в декабре 1982 года.

УДК 621.317.74.03

Канд. техн. наук **В. Ф. Ламекин**

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Рассматриваются причины, ограничивающие быстродействие усилителей. Приводятся схемы, позволяющие реализовать высокий уровень их параметров. Анализируются технологические факторы снижения быстродействия, даются рекомендации по его повышению. Описываются схемы разработанных ГИС БОУ и результаты исследований их параметров.

Быстродействующие операционные усилители (БОУ) значительно улучшают электрические и конструктивные характеристики аппаратуры, например, в многоканальных системах связи их можно применить в фазовых корректорах. С помощью БОУ можно достаточно просто строить мощные высоколинейные широкополосные усилители. БОУ находят применение в многоканальных цифровых волоконно-оптических линиях связи в качестве входного широкополосного усилителя, в АЦП—

ЦАП — быстродействующего компаратора, в кодеках — быстродействующего усилителя, микро-ЭВМ — согласующего элемента и т. д. Выпускаемые серийно БОУ имеют недостаточные для реализации этой аппаратуры скорость нарастания, граничные частоты по большому и малому сигналам. Это связано со схемотехническими, конструкторскими и технологическими ограничениями.

Большинство ОУ построены по двухкаскадной схеме (рис. 1). Конденсатор $C_{корр}$ введен для частотной коррекции ОУ, при которой обеспечивается устойчивая работа ОУ с замкнутой петлей обратной связи.

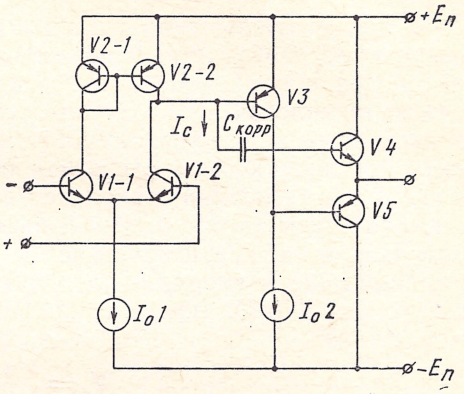


Рис. 1. Упрощенная схема двухкаскадного БОУ

Скорость нарастания выходного напряжения ОУ определяется скоростью заряда (или разряда) конденсатора $C_{корр}$, которая равна:

$$V_s = \frac{I_c}{C_{корр}}, \qquad (1)$$

где I_c — выходной ток входного каскада, причем $I_c \simeq i_c$ (базовый ток транзистора усилительного каскада мал и почти весь ток I_c при переходном процессе идет на заряд конденсатора $C_{корр}$). Поскольку ток I_c не может превысить величину I_{01} тока входного каскада, который в ОУ обычно устанавливается малым (0,1—0,5 мА) для получения необходимого входного сопротивления, то значение V_s также ограничено. Следовательно, небольшая величина тока входного каскада стандартного ОУ является первой причиной ограничения быстродействия ОУ.

Для повышения быстродействия необходимо уменьшать значение емкости $C_{корр}$. Однако в ОУ, изготовленных по стандартному технологическому процессу, интегральные *p-n-p* транзисторы имеют низкие частотные свойства, вносят существенный фазовый сдвиг и для обеспечения устойчивости усилителя при заданной глубине обратной связи необходимо осуществлять глубокую коррекцию, т. е. вводить значительную емкость $C_{корр}$. Таким образом, низкая граничная частота и неудовлетворительная фазовая характеристика *p-n-p* транзисторов ОУ являются другой причиной ограничения быстродействия и полосы рабочих частот ОУ.

Следующая причина ограничения быстродействия — недостаточная величина динамического диапазона БОУ ($U_{12р}$), определяемая отношением

$$U_{12р} = \frac{I_{01}}{Y_{21}},$$

где Y_{21} — крутизна транзисторов V_1 входного каскада.

При превышении входным сигналом значения U_{12p} входной каскад ОУ работает в нелинейном режиме, при этом увеличивается время нарастания и спада переходной характеристики ОУ, ограничивается амплитуда выходного сигнала на частотах $f > 0{,}01—0{,}1\ f_т$, ($f_т$ — частота единичного усиления ОУ).

Еще одной причиной ограничения быстродействия ОУ можно считать применение в стандартном технологическом процессе изготовления ОУ метода изоляции компонентов с помощью *p-n*-переходов. Неизбежные паразитные емкости *p-n*-переходов, зависящие к тому же от приложенного напряжения и температуры, ухудшают динамические параметры ОУ.

С целью уменьшения влияния на быстродействие технологических ограничений необходимо использовать диэлектрическую изоляцию элементов при полупроводниковой реализации ИС БОУ и гибридно-пленочную технологию изготовления усилителей. Это позволяет существенно уменьшить паразитные емкости изолирующих *p-n*-переходов. По эффекту повышения быстродействия оба способа примерно одинаковы, но гибридно-пленочная технология предоставляет большие возможности по выбору элементов с оптимальными параметрами, поэтому ниже рассматриваются схемотехнические методы повышения быстродействия применительно к гибридно-пленочной технологии. Для ОУ, имеющего однополосную АЧХ (см. рис. 1) скорость нарастания V определяется выражением:

$$V_s = \frac{2\pi f_т I_{01}}{Y_{21}}. \qquad (2)$$

Из (2) следует, что значение V_s можно повысить, расширив полосу единичного усиления $f_т$ и увеличив отношение $\frac{I_{01}}{Y_{21}} = U_{12p}$. Полоса $f_т$ расширяется при использовании в ОУ высокочастотных транзисторов с граничной частотой более 500 МГц. Поскольку такие транзисторы достаточно просто изготавливаются в дискретном исполнении (особенно *p-n-p* транзисторы), то гибридно-пленочная технология изготовления БОУ практически снимает ограничения по этому параметру.

Используя бескорпусные высокочастотные активные элементы, пассивные элементы с широким диапазоном номиналов, функциональную подгонку характеристик элементов, гибридно-пленочная технология позволяет создать БОУ с более высокими рабочими частотами, линейностью и мощностью по сравнению со стандартными полупроводниковыми ИС [1]. Так, в ГИС можно применять высокочастотные дискретные *p-n-p* транзисторы с граничными частотами свыше 1000 МГц и тем самым устранить одну из причин ухудшения быстродействия в стандартных ОУ.

Гибридно-пленочная технология позволяет широко применять другие типы активных элементов, например, высокочастотные полевые транзисторы во входном каскаде для увеличения отношения $\frac{I_{01}}{Y_{21}}$ при сохранении малых величин входных токов БОУ.

Основными способами схемотехнического повышения быстродействия ОУ являются: применение модифицированных дифференциальных усилителей, не имеющих ограничений по выходному току входного каскада, квазилинейные входные каскады, каскадные схемы включения транзисторов, схемы с параллельным ВЧ-каналом, схемы с нейтрализацией коллекторно-базовой емкости, токовые элементы, каскадные удвоители частоты, схемы с использованием положительной обратной связи [2].

Поскольку БОУ различаются по принципу построения и по месту включения схемы коррекции АЧХ, необходимо определить блок-схему БОУ с оптимальными возможностями по быстродействию.

Большим быстродействием обладает схема БОУ, где коррекция АЧХ осуществлена с помощью элементов, включенных во второй усилительный каскад. Этот каскад может работать с рабочими токами большого уровня, не ограничивающего при динамических перегрузках БОУ. Упрощенная электрическая схема такого БОУ дана на рис. 2. БОУ име-

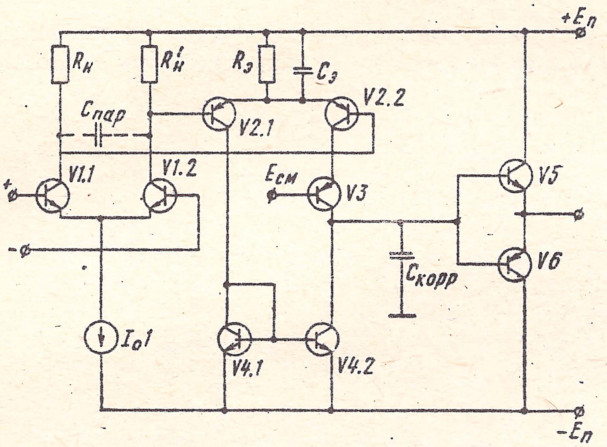


Рис. 2. Упрощенная схема БОУ с коррекцией во втором каскаде

ет два каскада усиления: входной каскад на транзисторах $V1$ и основной усилительный каскад на транзисторах $V2$, $V3$, включенных по схеме ОЭ-ОБ для устранения эффекта Миллера. Корректирующая емкость $C_{корр}$ включена в высокоомной точке нагрузки второго каскада и формирует вместе с сопротивлением R_i нагрузки низкочастотный полюс АЧХ (R_i — сумма параллельно включенных выходных сопротивлений транзисторов $V3$, $V4$ и входного сопротивления буферного каскада на эмиттерных повторителях $V5$, $V6$).

Второй полюс АЧХ сформирован резисторами нагрузки $R_{н1}$ входного каскада и суммарной емкостью, в которую входят выходная емкость транзисторов $V1$ входного каскада, входная емкость второго каскада и емкость монтажа. Частоту второго полюса необходимо получить выше частоты единичного усиления для минимизации фазового запаздывания сигнала в усилителе и реализации на БОУ режима повторителя, поэтому резисторы $R_{н1}$ имеют небольшую величину.

Для этой электрической схемы разработана макромодель БОУ (рис. 3). Входной каскад моделируется генератором тока $U_{вх} Y_{21-1}$, второй каскад — генератором тока $U_{R_н} Y_{21-2}$, где $Y_{21-1} = \frac{I_{01}}{\varphi_т}$ — крутизна транзисторов $V1$, $\varphi_т = \frac{kT}{q}$ — температурный потенциал (для $T = 300°$ К, $\varphi_т = 26$ мВ), Y_{21-2} — крутизна транзисторов $V2$ второго каскада. Коэффициент усиления БОУ определяется по формуле:

$$K_у = \frac{U_{Ri}}{U_{вх}} = \frac{U_{R\,н1}\, Y_{21-2}}{U_{вх}\left(\frac{1}{R_i} + \omega C_{корр}\right)} = \frac{U_{вх}\, Y_{21-1}\, Y_{21-2}}{U_{вх}\left(\frac{1}{R_{н1}} + \omega C_{пар}\right)\left(\frac{1}{R_i} + \omega C_{корр}\right)}. \quad (3)$$

Если частота второго полюса $\omega_2 = \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{R_{н1} C_{пар}}$ выше частоты ω_1, то $\frac{1}{R_{н1}} \gg \omega C_{пар}$ (в диапазоне частот о—$\omega_т$) и выражение для $K_у$ упрощается:

$$K_у = \frac{Y_{21-1} Y_{21-2} R_{н1}}{\frac{1}{R_i} + \omega C_{корр}}. \quad (4)$$

Для $\omega = \omega_т$ коэффициент усиления БОУ равен единице, поэтому величина корректирующей емкости $C_{корр}$ определяется по формуле:

$$C_{корр} = \frac{Y_{21-1} Y_{21-2} R_{н1} - \frac{1}{R_i}}{\omega_т}. \quad (5)$$

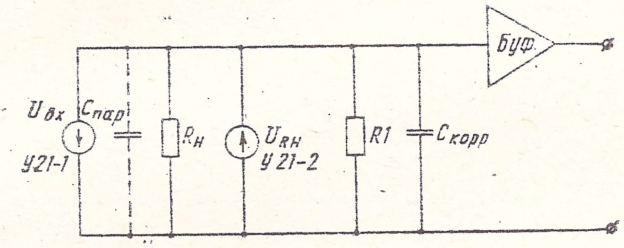


Рис. 3. Макромодель БОУ с коррекцией во втором каскаде

Обычно $R_i = 20—200$ кОм; $Y_{21-1} R_{н1} = 0{,}2—10$; $Y_{21-2} = 20—50$ мА/В и $\frac{1}{R_i} \ll Y_{21-1} R_{н1} Y_{21-2}$, поэтому

$$C_{корр} = \frac{Y_{21-1} R_{н1} Y_{21-2}}{\omega_т}. \quad (6)$$

Тогда скорость нарастания выходного сигнала БОУ равна:

$$V_s = \frac{I_{вых}}{C_{корр}} = \frac{\omega_т U_{R\,н1} Y_{21-2}}{Y_{21-1} Y_{21-2} R_{н1}} = \frac{I_{01} \omega_т}{Y_{21-1}}, \quad (7)$$

где $U_{R_{н1}} = I_{01} R_{н1}$ — наибольшее напряжение на входе второго каскада. Полученное значение V_s совпадает со значением скорости нарастания для ОУ с коррекцией интегрирующего типа (2).

Для режима малого сигнала схемы ОУ на рис. 1 и 2 равноценны по динамическим параметрам. Напряжение $U_{R_{н1}}$ находится в зоне входного динамического диапазона второго каскада ($U_{R_{н1}} \leqslant 2\varphi_т$), приращения токов согласованной пары транзисторов равны по величине и противоположны по знаку, поэтому потенциал точки соединения эмиттеров транзисторов $V2$ не изменяется. Суммарный ток I_{02} транзисторов $V2$ второго каскада стабилизирован на уровне:

$$I_{02} = \frac{\frac{I_{01} R_{н1}}{2} - U_{бэ} V_2}{R_э}. \quad (8)$$

При переходе в режим большого сигнала, т. е. когда $U_{R_{н1}} > 2\varphi_т$ один из транзисторов $V2$ входит в режим отсечки, а ток другого транзистора $V2$ продолжает расти и может достигать при передаче крутых фронтов сигналов больших значений благодаря действию конденсатора $C_э$, шунтирующего резистор $R_э$. Этот ток, заряжающий корректирующую емкость $C_{1\,орр}$, существенно повышает ток I_{01}, что позволяет получить скорость нарастания V_s значительно выше скорости, определенной по формулам (2) или (7).

Еще одним достоинством схемы БОУ (см. рис. 2) является получение близких значений скорости нарастания V_s положительного и отрицательного перехода входного сигнала. Это достигается благодаря наличию «токового зеркала» на транзисторах $V4$, обеспечивающего заряд емкости $C_{корр}$ при динамических перегрузках током отрицательного источника питания.

В соответствии с принципами схемы рис. 2 была разработана и исследована схема БОУ-5 (рис. 4). Результаты измерений динамических характеристик БОУ, включенного с обратной связью, приведены в таблице.

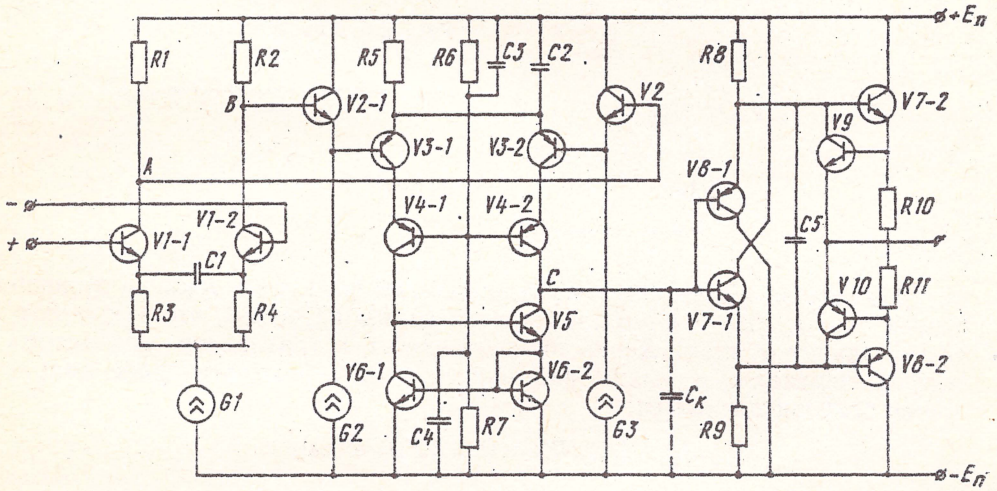


Рис. 4. Электрическая принципиальная схема быстродействующего ОУ с коррекцией во втором каскаде

Параметр	Коэффициент передачи		
	$K=10$	$K=2$	$K=1$
Скорость нарастания выходного напряжения V_s, В/мкс	1500	1500	750
Частота единичного усиления $f_{ед}$, МГц	200	200	100
Предельная частота усиления в режиме большого сигнала $f_{пр}$, МГц	11,0	6,5	4,5

Производились также измерения шумовых характеристик усилителя для различной глубины ОС. При работе БОУ с наибольшей глубиной ОС, т. е. в режиме повторителя, уровень шума, приведенный ко входу, составил 125—126 дБ в полосе телефонного канала.

Из данных таблицы видно, что предельная частота усиления большого сигнала при работе БОУ в режиме повторителя недостаточна. Это объясняется влиянием нелинейности усилительных каскадов в режиме большого сигнала на напряжение смещения, которое значительно возрастает (до нескольких вольт), при этом выходное напряжение ограничивается.

Для устранения указанного недостатка разработаны схемы, в которых обеспечена линейность работы усилительных каскадов для всех режимов. Это достигнуто увеличением токов усилительных каскадов, работающих в режиме класса А, с использованием коррекции интегрирующего типа. С целью получения наименьшего уровня шумов количество активных элементов входного каскада сведено до минимума. Схема входного каскада приведена на рис. 5.

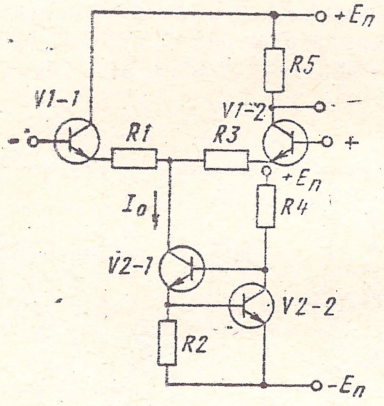


Рис. 5. Схема входного каскада БОУ

В качестве источника тока использован генератор тока на транзисторах $V2$—1, $V2$—2. Особенность этой схемы ГТ в том, что ток I_0 почти не зависит от напряжения питания схемы, а транзистор генератора тока не переходит в режим насыщения, если его коллекторное напряжение становится малым:

$$I_0 = U_{бэ2}/R2 \approx 0{,}6/R2\,[\text{В/кОм}],$$

так как каскад охвачен стопроцентной отрицательной обратной связью.

Нагрузкой первого каскада является резистор $R5$ и входное сопротивление транзисторов $V3$, $V5$ второго каскада (рис. 6). Для повышения частоты высокочастотного полюса первого каскада (частоту второго полюса желательно получить выше частоты единичного усиления $f_т$

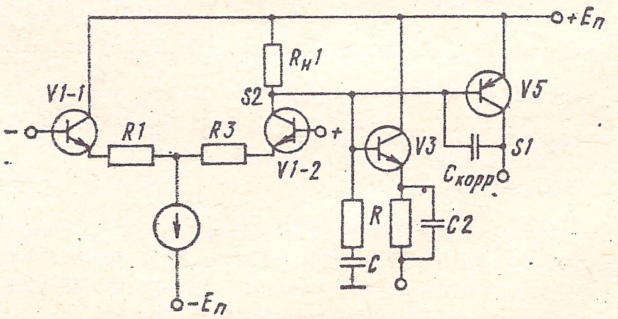


Рис. 6. Электрическая схема второго каскада БОУ

для минимизации фазового запаздывания сигнала в БОУ) и понижения частоты низкочастотного полюса второго каскада включена корректирующая емкость $C_{корр}$ (метод коррекции разнесением полюсов) [3].

Так, путем параллельного подключения к коллекторному переходу транзистора $V5$ небольшой емкости коррекции удалось значительно разнести полюсы $S1$ и $S2$ друг от друга и повысить устойчивость БОУ.

Для количественной оценки влияния корректирующей емкости построена макромодель схемы второго каскада (рис. 7).

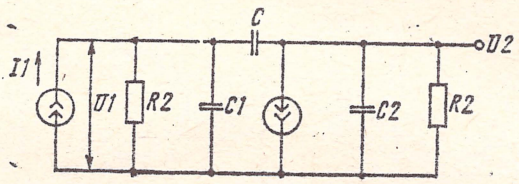


Рис. 7. Макромодель второго каскада БОУ

С целью упрощения записи входным элементам присвоим индексы 1, а выходным — 2, емкость $C_{корр}$ обозначим без индексов C, а крутизну каскада — q. Доминирующий полюс с корректирующим конденсатором емкостью 2 пФ равен:

$$S1 = \frac{1}{R1\,R2\,gC} = \frac{1}{10^5 \cdot 10^4 \cdot 67 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^{-12}} = 700 \text{ Гц}$$

частота излома

$$f_1 = \frac{S1}{2\pi} = \frac{700}{6{,}28} = 111 \text{ Гц}.$$

Второй полюс находим по формуле:

$$S2 = \frac{g\,C}{C1\,C2 + C\,(C1 + C2)} = \frac{67 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^{-12}}{10 \cdot 10^{-2} \cdot 10 \cdot 10^{-12} + 2 \cdot 10^{-12}\,(10 + 10) \cdot 10^{-12}} =$$

$$= 95{,}7 \text{ МГц}.$$

Откуда частота

$$f_2 = \frac{S2}{2\pi} = \frac{95{,}7}{6{,}28} = 15{,}2 \text{ МГц}.$$

Полюсы удаляются друг от друга (расщепляются), обеспечивая лучшую устойчивость ОУ.

Применение коррекции с помощью RC — цепочки (см. рис. 6), включенной на выходе входного дифференциального каскада, позволяет получить устойчивую работу БОУ при сохранении высоких значений скорости нарастания V_s. Основное назначение RC коррекции — снижение усиления входного каскада на высоких частотах без дополнительного фазового сдвига и повышение частоты второго полюса АЧХ, образованного действием резистора нагрузки входного каскада $R5$ и суммарной емкостью на выходе этого каскада.

В результате лабораторных исследований БОУ получены следующие параметры: скорость нарастания $V_s = 1300$ В/мкс (передний фронт импульса), $V_s = 600$ В/мкс (задний фронт импульса); частота единичного усиления $f_{ед} = 100$ МГц (при нагрузке $R_н = 150$ Ом); предельная частота в режиме большого сигнала $f_{пр} = 12$ МГц при $U_{вых} = 5$ В (нагрузка $R_н = 150$ Ом); приведенный ко входу уровень шума в полосе ТЧ $P_{ш.\,вх} = 0{,}2$ мкВ.

БОУ сохранял устойчивость при испытании в режиме повторителя и подаче сигнала на неинвертирующий вход.

Полная электрическая схема БОУ приведена на рис. 8. Первый каскад построен по дифференциальной схеме с генератором тока на транзисторах $V1$, $V2$, величина которого определяется сопротивлением резистора $R2$. Резистор $R4$ задает режимный ток через транзистор

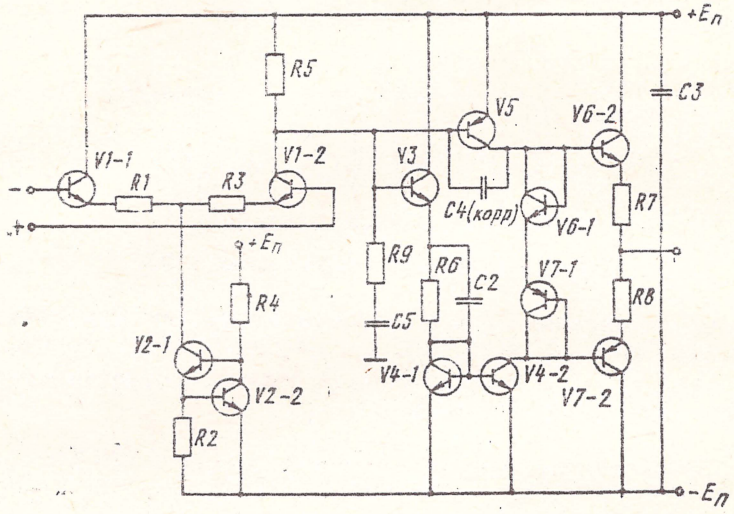


Рис. 8. Электрическая принципиальная схема БОУ с минимизированной конфигурацией

$V2$—2. Резисторы обратной связи $R1$, $R3$ обеспечивают увеличение скорости отклика большого сигнала V_s за счет снижения крутизны транзисторов $V1$ и увеличении тока I_0 при сохранении заданной устойчивости БОУ.

$$V_{s\,max} = 2\pi f_{ед} \frac{I_0}{S},$$

где

$$S = \left(\frac{I_э}{\varphi_т}\right) \Big/ \left[\left(\frac{I_э}{\varphi_т}\right) R_э + 1\right].$$

Нагрузкой первого каскада является резистор $R5$ и входное сопротивление промежуточного каскада, выполненного на биполярных транзисторах $V3$ и $V5$, включенных по схеме с ОЭ.

Резистор $R6$ определяет режим по постоянному току транзистора $V3$. Конденсатор $C2$ осуществляет коррекцию АЧХ в области высших частот. Генератор тока, построенный на транзисторе $V4$, определяет величину тока через промежуточный каскад. Выходной каскад работает в режиме класса АВ на транзисторах $V6$—2, $V7$—2 с цепью базового смещения на транзисторах $V6$—1, $V7$—2 в диодном включении. Транзисторы $V6$—1, $V7$—1 согласованы с $V6$—2, $V7$—2. Резисторы $R7$, $R8$ определяют режим по постоянному току транзисторов $V6$—2, $V7$—2. Конденсатор $C3$ служит для развязки по цепи питания.

Применение БОУ в волоконно-оптических линиях связи, кабельном телевидении, многоканальных проводных системах связи, активных RC-фильтрах, быстродействующих АЦП и ЦАП, усилителях мощности, аналоговых вычислительных устройствах позволяет улучшить параметры этих систем и блоков, например, увеличить взаимное затухание сигна-

лов между каналами за счет повышения линейности применяемых усилителей, расширить полосу пропускания и увеличить соотношение сигнал/шум, т. е. увеличить число каналов ВОЛС при использовании БОУ в приемниках оптических сигналов. При использовании БОУ в качестве компаратора повышается быстродействие АЦП и ЦАП при использовании его в цепях отрицательной обратной связи (ООС по огибающей уменьшает уровень нелинейных искажений усилителей мощности в системах с амплитудной и однополосной модуляцией). По ориентировочным оценкам потребителей БОУ применение его уменьшает габариты соответствующих блоков аппаратуры в 2—3 раза, массу — на порядок, что в совокупности с улучшением технических характеристик аппаратуры дает большой экономический эффект.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ламекин В. Ф. Быстродействующие операционные усилители. — Техника средств связи. Сер. ТПС, 1979, вып. 11 (44).
2. Ламекин В. Ф. Широкополосные интегральные усилители. — М.: Сов. радио, 1980.
3. Ламекин В. Ф., Шац С. Я., Майборода А. Н. Элементы теории операционных усилителей. Часть I. — Зарубежная радиоэлектроника, 1977, № 9.

Статья поступила в марте 1983 года

УДК 621.391.037

Канд. техн. наук **Э. А. Засовин**,
канд. техн. наук **А. К. Захаренко**, **Е. В. Кулаков**,
канд. физ.-мат. наук **В. А. Сычугов**

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО СПЕКТРАЛЬНОГО ДИАПАЗОНА И РЕЖИМА РАБОТЫ ССС ПО КРИТЕРИЮ НАИМЕНЬШИХ ЗАТРАТ ЭНЕРГИИ НА ПЕРЕДАЧУ ИНФОРМАЦИИ

Теоретически исследуется влияние квантовых эффектов на затраты энергии при передаче информации в системах световодной связи. Приводятся результаты расчетов.

Использование преимуществ оптического диапазона электромагнитных излучений для передачи информации связано не только с решением ряда сложных технических задач, но и требует разработки теории оптимального построения ССС.

Настоящая работа посвящена определению спектрального диапазона и режима работы одномодовой ССС, при которых достигаются наименьшие затраты энергии на передачу единицы информации. В связи с ограничениями на среднюю мощность генераторов излучения и на относительно большие потери в каналах связи уменьшение затрат энергии на передачу информации чрезвычайно важно как с точки зрения увеличения расстояния между ретрансляторами, так и с точки зрения уменьшения энергопотребления передающих модулей.

При разработке оптических систем связи принципиально важными оказываются квантовые ограничения, определяемые фундаментальными соотношениями квантовой механики: соотношением Планка и принципом неопределенности. В связи с этим применение классической теории передачи сигналов к анализу оптических систем связи приводит к ошибкам в оценках их возможностей. Квантовым эффектам в теории

передачи информации посвящены работы [1—6], в которых получен целый ряд важных выводов.

В работе [5] получено выражение, учитывающее квантовые ограничения для предельной информационной емкости волны, распространяющейся без дисперсии по одномодовому каналу передачи. Для смеси сигнала, имеющего среднюю мощность P_c, и аддитивного белого шума со средней мощностью $P_ш$ информационная емкость волны имеет вид

$$C = \Delta f \log_2\left(1 + \frac{P_c}{P_ш + hf\Delta f}\right) + \frac{P_c + P_ш}{hf} \log_2\left(1 + \frac{hf\Delta f}{P_c + P_ш}\right) - \\ - \frac{P_ш}{hf} \log_2\left(1 + \frac{hf\Delta f}{P_ш}\right), \qquad (1)$$

где f — частота излучения, Гц;

Δf — полоса частот канала, Гц;

$h = 6{,}6 \cdot 10^{-34}$ Дж·с — постоянная Планка.

Для канала без потерь средняя величина затрат энергии на передачу единицы информации определяется соотношением P_c/C. В связи со сложностью выражения (1) определение минимума функции P_c/C целесообразнее провести, анализируя обратное соотношение C/P_c. Для этого рассмотрим характер изменения функции C от мощности сигнала P_c, который определяется производной

$$\frac{\partial C}{\partial P_c} = \frac{\log_2\left(1 + \frac{hf\Delta f}{P_c + P_ш}\right)}{hf}. \qquad (2)$$

Из анализа выражения (2) следует, что скорость роста информационной емкости волны $\frac{\partial C}{\partial P_c}$ принимает максимальное значение при $P_c = 0$, мало меняется при мощности сигнала меньшей мощности шума, и ассимптотически стремится к нулю при неограниченном росте мощности сигнала. Отсюда следует, что величина информационной емкости волны равняется 0 при нулевой мощности сигнала, растет пропорционально P_c при мощности сигнала существенно меньшей мощности шума, а при дальнейшем увеличении мощности сигнала приобретает характер логарифмической функции. Из такого характера зависимости информационной емкости волны следует, что величина C/P_c максимальна и мало меняется в диапазоне мощностей сигнала

$$0 < P_c \ll P_ш. \qquad (3)$$

Поэтому минимальные затраты энергии на передачу единицы информации $\left(\frac{P_c}{C}\right)_{мин}$ могут быть достигнуты при средней мощности сигнала меньшей средней мощности шума.

При выполнении (3) выражение (1) для информационной емкости волны принимает вид:

$$C = \frac{P_c \Delta f}{(P_ш + hf\Delta f)\ln 2} = \frac{P_c}{(G_ш + hf)\ln 2}, \qquad (4)$$

где спектральная плотность белого шума $G_ш$ определяется соотношением $G_ш = P_ш/\Delta f$. Тогда из (4) получаем выражение для минимума затрат энергии на передачу единицы информации

$$\left(\frac{P_c}{C}\right)_{мин} = (G_ш + hf)\ln 2. \qquad (5)$$

Величина этого минимума зависит как от спектральной плотности шума, так и от частоты излучения.

В ССС минимальная мощность шума определяется мощностью шумов фотоприемного устройства, которая в свою очередь определяется фоном излучения абсолютно черного тела, находящегося при одинаковой с фотоприемником температуре. Спектральная плотность излучения в одной моде черного тела определяется соотношением [7]

$$\Phi = hf/(e^{hf/\mathrm{KT}} - 1), \tag{6}$$

где $K = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град — постоянная Больцмана,

T — абсолютная температура, °K.

В радио- и СВЧ-диапазонах $hf/\mathrm{KT} \ll 1$ и минимальная спектральная плотность шума равняется KT. В этом случае минимальные затраты энергии на передачу единицы информации не зависят от частоты излучения и определяются классическим пределом, равным $\mathrm{KT}\,ln2$ [8]. На рис. 1 приведена зависимость минимальных затрат энергии на передачу единицы информации от длины волны излучения для спектральной плотности шума, определяемой спектральной плотностью излучения черного тела, находящегося при температуре 300 °K. Как видно из рис. 1, в оптическом диапазоне, начиная с длины волны 50 мкм, затраты энергии растут пропорционально частоте излучения.

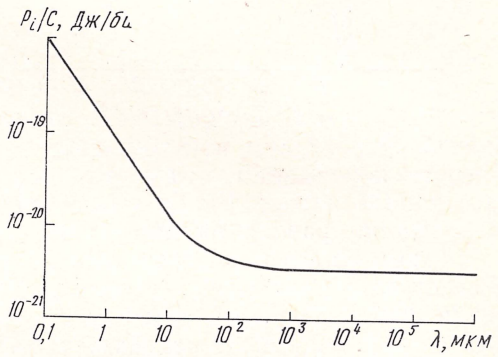


Рис. 1. Затраты энергии на передачу единицы информации для излучения заданной длины волны. Предполагается, что шум определяется фоном излучения черного тела с температурой 300 °K

Условие $0 < P_c \ll P_ш$, при котором достигаются наименьшие затраты энергии на передачу информации, с учетом выражения (4) преобразуется к виду

$$\Delta f/C \gg \left(1 + \frac{hf}{G_ш}\right) \ln 2. \tag{7}$$

В частном случае, для спектральной плотности шума, определяемой выражением (6), условие (7) принимает вид:

$$\frac{\Delta f}{C} \gg e^{hf/\mathrm{KT}} \ln 2, \tag{8}$$

которое в радио- и СВЧ-диапазонах переходит в известное классическое условие $\Delta f \gg C\,ln2$ [8].

Выражение (8) может быть преобразовано к виду:

$$C \ll \frac{\Delta f}{f} \cdot \frac{f}{e^{hf/\mathrm{KT}}} \cdot \frac{1}{\ln 2}, \tag{9}$$

которое определяет максимальную информационную емкость волны $C_{макс}$, при которой могут быть достигнуты минимальные затраты энер-

гии. На рис. 2 приведена зависимость функции $C_{макс} = 0{,}1 \frac{\Delta f}{f} \cdot \frac{f}{e^{hf/KT}}$ от длины волны излучения для ряда значений $\Delta f/f$. Из рис. 2 видно, что минимальные затраты энергии для скорости передачи 1 Мбит/с можно обеспечить только на длинах волн больших 5 мкм. С этой точки зрения используемый в настоящее время для ССС диапазон длин волн 0,6÷÷1,6 мкм не является оптимальным и этим фактом, в частности, определен интерес, проявляемый к волоконным световодам и элементам интегральной оптики, работающим в среднем и дальнем ИК диапазонах [9, 10].

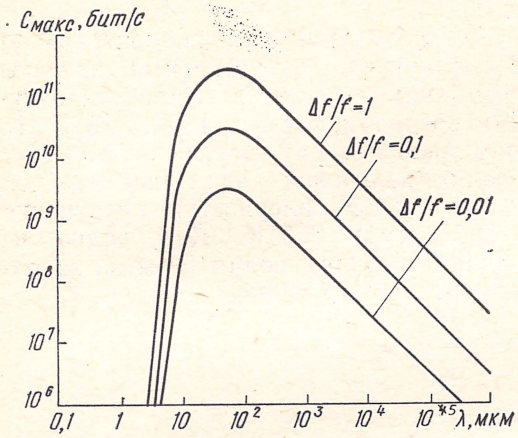


Рис. 2. Максимальная информационная емкость волны при минимальных затратах энергии на передачу единицы информации для излучения заданной длины волны

Максимум функции $f/e^{hf/KT}$ достигается на длине волны $\lambda = hC/KT$ равной 40 и 70 мкм при температуре +80°С и —60°С соответственно. Расчеты показывают, что в этом диапазоне длин волн для полосы частот канала равной 10^9 Гц может быть достигнута скорость передачи информации, равная 100 Мбит/с при мощности передатчика 10^{-2} Вт.

Таким образом, в оптическом диапазоне величина минимума затрат энергии на передачу информации растет пропорционально частоте излучения. Более предпочтительным с точки зрения достижения минимальных затрат энергии на передачу информации является диапазон длин волн 40÷70 мкм. Кроме того, для уменьшения затрат энергии на передачу информации система связи должна быть выполнена так, чтобы средняя мощность сигнала была существенно меньше средней мощности шума.

ЛИТЕРАТУРА

1. Stern T. E. IRE International Convention Record, N. Y., 1960, part. 4.
2. Stern T. E. IRE Trans. Information Theory, IT—6, 1960, p. 435.
3. Lasher G. J. Advances in Fiantum Electronics, Columbia Univ. Press., N. Y., 1961, p. 520.
4. Росс М. Лазерные приемники. Пер. с англ. под ред. А. В. Иевского. — М.: Мир, 1969. — 520 с.
5. Gordon T. P. Proc. IRE, 1962, v. 50, p. 1898—1999.
6. Лебедев Д. С., Левитин Л. Б. Докл. АН СССР, 1963, т. 149, № 6, с. 1299—1302.
7. Лоудон Р. Квантовая теория света. Пер. с англ. под ред. проф. Г. В. Скротского. — М.: Мир, 1976. — 488 с.
8. Игнатов В. А. Теория информации и передачи сигналов. — М.: Сов. радио, 1979. — 203 с.
9. Дианов Е. М. Волоконные световоды среднего ИК диапазона. Изв. вузов МВ и ССО СССР. — Радиоэлектроника, 1983, т. 26, № 5, с. 27—35.
10. Теричев В. Ф. Элементы интегральной оптики среднего ИК диапазона. Изв. вузов МВ и ССО СССР. — Радиоэлектроника, 1983, т. 26, № 5, с. 53—56.

Статья поступила в августе 1983 года

УДК 621.378.

С. А. Дмитриев, Н. И. Ефремов,
Г. А. Ефремова, В. П. Скиба

МЕТОДЫ СОЕДИНЕНИЯ ОДНОМОДОВЫХ ВОЛОКОННЫХ СВЕТОВОДОВ И КАНАЛЬНЫХ ИНТЕГРАЛЬНО-ОПТИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ (СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ОСНОВНЫЕ ДОСТИЖЕНИЯ)

Рассматриваются различные методы соединения одномодовых волоконных световодов и канальных интегрально-оптических волноводов. Приведена классификация методов по способу передачи энергии. Показаны преимущества и недостатки указанных способов согласования; а также дан ряд рекомендаций по выбору того или иного метода соединения, в зависимости от конкретных условий стыковки.

Успехи в разработке одномодовых волоконных световодов (ОВС) [1—4] и устройств интегральной оптики позволяют в ближайшем будущем перейти к разработке световодных систем связи с использованием этих элементов. Несомненным достоинством ОВС, наряду с широкополосностью, является возможность их сопряжения с интегрально-оптическими устройствами. Теоретически оптический сигнал из волоконного световода (ВС) может быть передан в одномодовый канальный интегрально-оптический волновод (ИОВ) или наоборот с эффективностью, близкой к 100%. Однако практическое осуществление высокоэффективного согласования в настоящее время затруднено из-за сложности его технической реализации.

Существующие методы соединения ОВС и канальных ИОВ можно классифицировать по способу передачи энергии. Это метод соединения с помощью туннельного возбуждения, когда ВС освобождается от оболочки и накладывается на ИОВ, и метод прямого возбуждения, при котором оба световода соединяются встык, и световая энергия, выходящая из торца одного из них, входит в другой непосредственно через торец.

Подробная классификация методов соединения представлена на рис. 1.

В случае метода туннельного возбуждения связь между двумя соседними параллельными световодами осуществляется через экспоненциально затухающие поля в общей среде. Экспоненциальная зависимость полей мод в области связи означает, что энергия передается с помощью туннельного эффекта. Эта передача будет наиболее полной, когда фазы возбуждающей и возбуждаемой мод согласованы. Данный метод не требует точной юстировки световодов друг относительно друга, так как фазовое взаимодействие осуществимо на расстоянии до 100λ (λ — длина волны излучения). Этот способ наиболее эффективен для двух световодов с близкими значениями показателей преломления (ПП). Однако на практике для случая ОВС—ИОВ сам ОВС создает определенные трудности для осуществления такой связи.

Во-первых, эффективное соединение ОВС—ИОВ—ОВС возможно только при поперечном ограничении поля ИОВ до размеров, близких к размерам сердцевины волокна. В результате становится необходимой канальная структура ИОВ. Небольшие размеры сердцевины ОВС делают критичным совмещение ее с канальной структурой. Во-вторых, сердцевина ВС защищена толстой покровной оболочкой и ее необходимо удалить. В-третьих, ОВС с низкими потерями изготавливаются из кварцевого стекла, а так как показатель преломления кварцевого стекла равен $n \approx 1{,}46$, что существенно меньше, чем ПП у большинства материалов, используемых в интегральной оптике (особенно активных и электрооптических, таких как $LiNbO_3$ с $n \approx 2{,}2$, ZnO с $n \approx 2$, соединения $A^{III}B^{V}$ с $n \approx 5{,}5$), то возникает проблема устранения «утечки мод».

Когда ПП подложки, на которой изготавливается ИОВ, выше ПП ОВС, то будет происходить утечка энергии в подложку, вызванная фазовым согласованием мод подложки и мод ВС. Если это нежелательное взаимодействие будет доминировать, то получение высокоэффективного согласования невозможно, поэтому в большинстве случаев на ИОВ необходимо накладывать специальную структуру для подавления модовой утечки. Подобная структура представлена на рис. 2 [5].

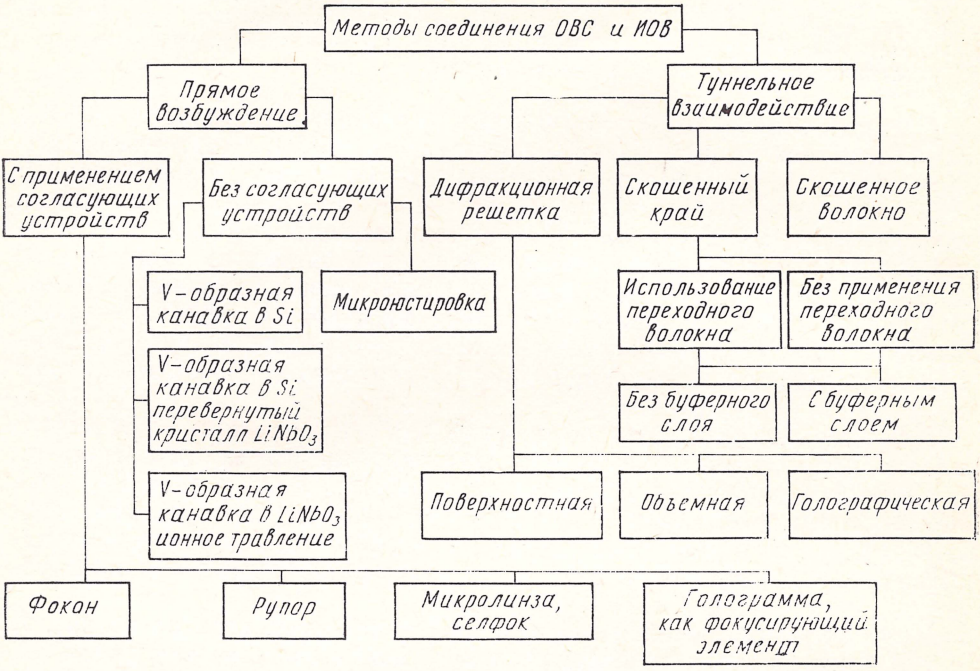


Рис. 1. Классификация методов соединения ОВС и канального интегрально-оптического волновода

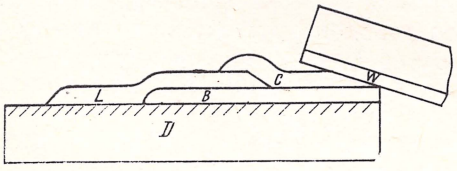


Рис. 2. Структура устройства для соединения двух волноводов с сильно различающимися показателями преломления:
D — ИОВ с высоким ПП (диффузионный волновод в $LiNbO_3$); *B* — буферный слой с низким ПП (SiO_2); *L* — слой, поднимающий моду, с высоким ПП (Nb_2O_5); *C* — скошенный волновод с низким ПП (силикат бария); *W* — световод с низким ПП (возможно волокно)

Несмотря на большое количество методов и конструкций, описанных в работах различных авторов [6—8], использующих связь через туннельное взаимодействие, затруднительно выбрать надежный, высокоэффективный и универсальный вариант. Этим объясняется заметно ослабевший интерес к устройствам согласования данного типа.

В [9] авторы делают попытку избавиться от большинства трудностей, сохранив преимущества, присущие методам туннельного возбуждения. Для согласования полей ОВС с ИОВ и устранения эффекта «утечки мод» в подложку, использовался ОВС не круглой, а прямоугольной формы, который помещался на световод, имеющий низкий ПП

(рис. 3). Этот промежуточный световод накладывался на канальный ИОВ, край у которого скошен. Между ними предварительно наносился слой с низким ПП, действующий как туннелирующая область. Ряд модификаций данной конструкции дал эффективность соединения 70%.

С целью снижения потерь, вызванных различием полей ОВС и ИОВ, предлагается использовать промежуточный световод, подвергшийся термической деформации [7]. Схема соединения представлена на рис. 4. Форма сердцевины световода структурно приближена к форме канального ИОВ. Деформированный световод укрепляется снаружи и собирает энергию из скошенного канального ИОВ, а затем передает ее из прямоугольного в круглый переходный световод. Однако следует заметить, что эффективность этого метода не превышала 75% во всех случаях, а наличие технологических трудностей ограничило его широкое применение.

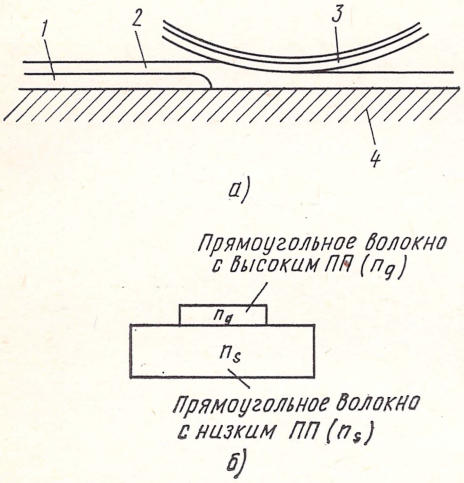


Рис. 3. Схема соединения ОВС и канального волновода с использованием промежуточного волокна прямоугольного профиля.
а) Общий вид соединения:
1 — полосковый ИОВ; *2* — туннелирующий слой; *3* — наложенный составной прямоугольный ВС; *4* — подложка
б) Поперечное сечение наложенного волоконного световода

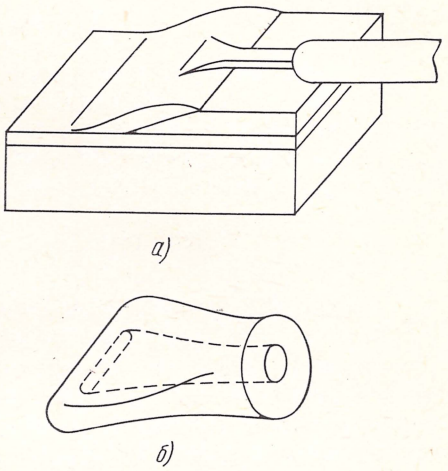


Рис. 4. Соединение ОВС и канального волновода с использованием деформированного волоконного световода:
а) Общий вид; *б)* Деформированный промежуточный ВС

Наибольшее количество работ по созданию надежного соединения ОВС и канального ИОВ относятся к соединению встык (метод прямого возбуждения). Эффективность согласования встык определяется степенью различия в распределении полей, геометрическим рассогласованием, а также величиной потерь при отражении от торцев. В общем случае выражение для эффективности согласования, учитывающее различие в распределении полей, имеет следующий вид:

$$K = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} \psi_1 \psi_1^* dx \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \psi_1 \psi_1^* dx \int_{-\infty}^{\infty} \psi_2 \psi_2^* dx}, \qquad (1)$$

где ψ_1 и ψ_2 — поля ИОВ и ВС, соответственно.

Существуют различные выражения для аппроксимации поля волновода. Так, например, поле диффузионных волноводов, получивших широкое применение в современных интегрально-оптических устройствах, можно аппроксимировать с помощью выражения, полученного для тонкой бесконечной пленки, показатель преломления которой изменяется по закону:

$$n(x) = n_0 + \Delta n \exp(- | x | /d). \quad (2)$$

где n_0 — показатель преломления подложки;

Δn — изменение показателя преломления волновода по глубине;

d — толщина волновода.

Выражение для поля имеет вид:

$$\psi = I_p [2V \exp(- | x | /2d)] \quad (3)$$

где I_p — функция Бесселя порядка p;

$$V = Kd (n_1^2 - n_0^2)^{1/2}; \quad (4)$$

n_1 — показатель преломления при $x=0$.

В ряде случаев распределение поля волновода аппроксимируется прямоугольными Гауссовыми модами. Зная параметры прямоугольной Гауссовой моды, определяют эффективность согласования ОВС и ИОВ, считая при этом, что моды ОВС являются также Гауссовыми:

$$K = 4 \left[\left(\frac{\omega_x}{a} + \frac{a}{\omega_x} \right) \left(\frac{\omega_y}{a} + \frac{a}{\omega_y} \right) \right]^{-1} \quad (5)$$

где a — диаметр сердцевины волокна;

ω_x и ω_y — параметры прямоугольной Гауссовой моды.

Различие в распределении полей является наиболее труднопреодолимым препятствием для обеспечения высокоэффективного согласования канального волновода и волоконного световода. Поэтому в настоящее время наиболее актуальной является задача создания такого технологического процесса, который бы обеспечивал производство ИОВ с заданными параметрами. Существует ряд работ, в которых исследуется зависимость профиля ближнего поля ИОВ (Ti — диффузионного волновода в $LiNbO_3$) от параметров диффузии, от кристаллографической ориентации кристалла $LiNbO_3$ [10, 11]. Наиболее подходящим фактором контроля за волноводными параметрами является температура диффузии. На рис. 5 представлены расчетные результаты потерь при стыковке канального диффузионного волновода шириной 8 мкм в $LiNbO_3$ Y и Z ориентации с ОВС, имеющим сердцевину диаметром 7 мкм [11]. Потери при стыковке для волновода с Z ориентацией при смещении в вертикальном направлнии велики и сильно зависят от температуры диффузии. Потери, вызванные смещением в горизонтальной плоскости малы и составляют 0,3—0,5 дБ для всех температур диффузии. Таким образом, на общие потери при стыковке наибольшее влияние оказывает вертикальное несоответствие профилей ближнего поля ВС и ИОВ. Минимальные потери при стыковке достигались при температуре диффузии 1050°С. В отличие от образцов Z ориентации для образцов, ориентированных в направлении Y, потери при стыковке растут с увеличением температуры диффузии. В данном случае определяющими являются потери, возникающие при горизонтальной разъюстировке. Наименьшие потери достигаются при Т=1000°С. Разный характер зависимости потерь при стыковке от температуры проведения диффузии для образцов Z и Y ориентаций вызван различием

в процессах боковой диффузии, протекающих в них. Измеренные значения потерь при стыковке хорошо согласуются с расчетными. Опыты проводились с одинаковым результатом, как для соединения ОВС—ИОВ, так и для соединения ИОВ—ОВС.

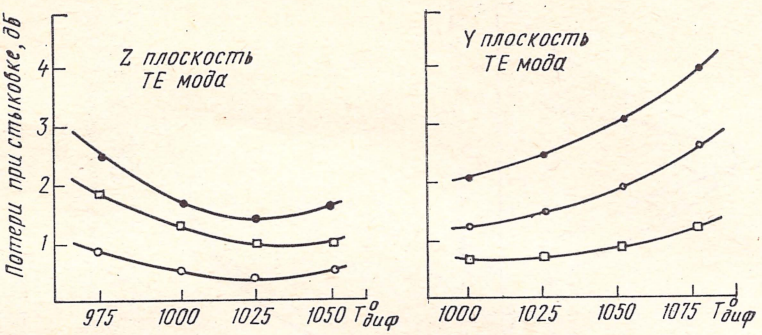


Рис. 5. Зависимость потерь при стыковке одномодового волокна с диффузионным волноводом от температуры проведения процесса диффузии при изготовлении волновода:
○ — потери, вызванные разъюстировкой в горизонтальном направлении; □ — потери, вызванные разъюстировкой в вертикальном направлении; ● — общие потери при стыковке

Потери на отражение от торцев могут быть достаточно точно определены по формуле Френеля:

$$R = \frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2} \qquad (6)$$

где n_1 и n_2 — значения ПП соответствующих волноводов.
Френелевские потери могут быть значительно уменьшены при использовании иммерсионной среды, имеющей промежуточный ПП.

Эффективность стыковки при торцевом соединении сильно зависит от точности юстировки сердцевины ОВС по отношению к канальному ИОВ. Причем допуска на точность совмещения различны в горизонтальном, вертикальном и продольном направлениях. Было исследовано влияние углового смещения между канальным ИОВ и ОВС, величины зазора между ними и их несоосности на потери при стыковке [12, 13]. Результаты исследований представлены на рис. 6. Из этого рисунка видно, что наиболее критичной является настройка в плоскости, параллельной торцам. Расстояние между точками, где эффективность соединения уменьшается в e раз, в случае смещения по оси Z равно 5,2 мкм, а по оси Y — 6,4 мкм [13]. Точность совмещения по оси Z оказывается более критичной, чем по оси Y. Это происходит в результате различия профилей ближнего поля вдоль направлений Z и Y. Допуск на смещение в направлении X при наличии в зазоре иммерсионной жидкости максимален и равен 120 мкм. Что касается зависимости эффективности стыковки от угловых смещений, наиболее критичной является настройка по углу в плоскости канального волновода. Допуск на угловое смещение в этой плоскости равен 7,5°. Представленные результаты не учитывают отражение света от торцов волноводов.

При соединении ОВС и ИОВ встык необходимо учитывать два фактора: технологичность стыковки и величину вносимых потерь. Обеспечить минимальные вносимые потери удается при индивидуальной юстировке ОВС относительно ИОВ. Для достижения оптимальных условий

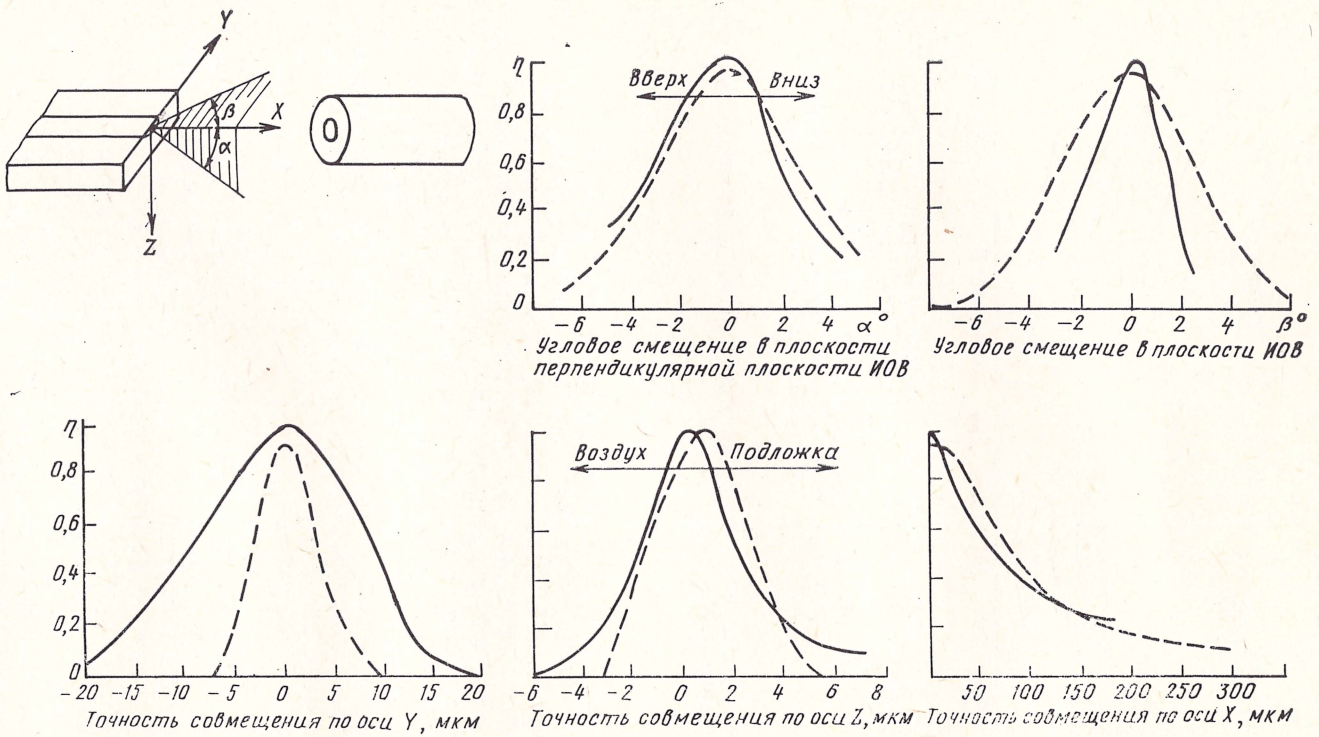


Рис. 6. Зависимость эффективности стыковки ИОВ с ВС от их смещения друг относительно друга:
———— — по данным [12]; — — — — по данным [13]

связи необходимо, чтобы центр сердцевины световода совмещался с геометрическим центром торцевой поверхности канального ИОВ. Обеспечить это условие можно с помощью жестко закрепленного эксцентрического устройства стыковки [14] (рис. 7). ОВС закрепляется в металлическом капилляре, который в свою очередь помещается в полую трубку 2. Капилляр 4 и трубка 2 могут свободно вращаться в корпусе 3. При вращении трубки центр ОВС может двигаться по окружности радиуса r_1. При вращении капилляра конец ОВС движется по окружности радиуса r_2 вокруг центра, лежащего на первой окружности (рис. 7 б). В результате центр ОВС может двигаться по площади, заштрихованной на рис. 7 в. Если канальный ИОВ находится в этой области, то юстировка проводится простым вращением трубки и капилляра. После юстировки трубка и капилляр закрепляются в своих положениях во избежание дальнейшего вращения.

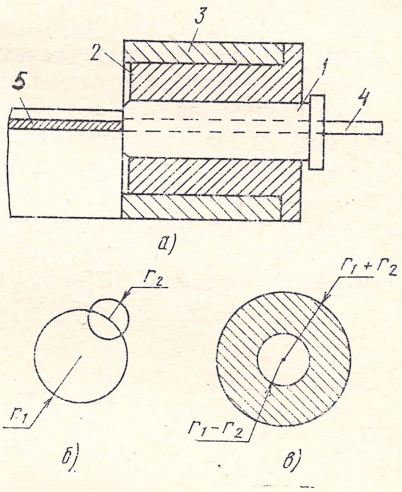


Рис. 7. Жестко закрепленное эксцентрическое устройство стыковки ВС с полосковым ИОВ:
а) Общий вид соединения: *1* — полосковый ИОВ; *2* — полая трубка; *3* — корпус; *4* — металлический капилляр; *5* — ВС; *б)* Движение центра сердцевины ВС при вращении трубки и капилляра; *в)* Площадь, по которой движется центр ОВС

В другом случае ОВС и ИОВ помещали в металлическом корпусе и достигали оптимальной связи с помощью микроманипуляторов [12]. После юстировки корпус заливался жидкой пластмассой. С помощью подстроечных винтов можно устранить рассогласование, внесенное за время заливки корпуса. Полные оптические потери такого соединения после подсоединения световода с диаметром сердцевины 8 мкм к Ti — диффузионному волноводу в $LiNbO_3$ с шириной 4 мкм и длиной 8 мкм составляют 3 дБ.

Однако применение подобных юстировочных устройств дорогостоящее, нетехнологично, а также принципиально ограничено в случае стыковки нескольких ОВС с несколькими канальными ИОВ, расположенными на одной подложке.

Применение направляющих *V*-образных канавок устраняет перечисленные выше недостатки, однако величина вносимых при этом потерь возрастает. ВС точно фиксируется по отношению к ИОВ с помощью *V*-образной канавки, полученной кристаллографическим травлением. При этом центр сердцевины волокна располагается точно на поверхности подложки, на которой изготавливается ИОВ [15]. Таким образом довольно просто достигается угловая и вертикальная установка волокна. В [15] описана технология изготовления канавок и методика расче-

та ширины окна в слое SiO_2 для получения необходимой ширины канавки. Расположение ВС в канавке не зависит столь критично от времени травления. Перетрав просто углубит канавку, не меняя ее ширины. В результате точность совмещения сердцевины световода и волновода равна ± 1 мкм. При подобном типе связи на подложке одновременно с канавкой можно изготовить и интегрально-оптический волновод. Этот тип соединения предлагается использовать, где необходимы компактность, невысокая точность юстировки и низкая стоимость получаемого прибора.

В результате дальнейшей проработки описанного метода предлагается использовать ту же превентивно вытравленную *V*-образную канавку в Si для поддержки световода, который вводит свет в канальный волновод [16]. Тонкопленочный волновод создавался на термически выращенном слое SiO_2 методом осаждения из раствора. Термическим выращиванием получают слой SiO_2 с очень ровной поверхностью, что в свою очередь позволяет получить волноводы с низкими потерями. Толщина слоя SiO_2 была достаточно большой (1 мкм) для того, чтобы минимизировать утечки световой энергии в подложку. Непосредственный контакт световода и волновода создавался во время изготовления волновода.

Для того, чтобы получить возможность использовать волноводы не только в кремнии, но и в других подложках (например, Ti — диффузионные волноводы в $LiNbO_3$) метод, предложенный в [15, 16], был применен в соединении одномодового ВС и ИОВ на перевернутом кристалле [17]. На рис. 8 схематично показано предлагаемое устройство. Полученные кристаллографическим травлением канавки определяют

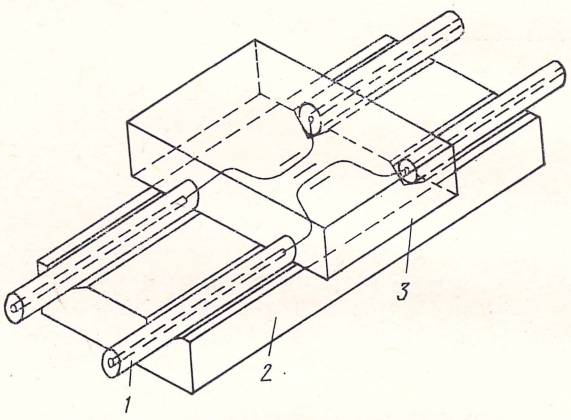


Рис. 8. Устройство для соединения одномодовых световодов и канальных волноводов: *1* — ВС; *2* — кремниевая пластина с V-образными канавками; *3* — пластина $LiNbO_3$ с канальными волноводами

положение сердцевины световода точно над поверхностью кремниевой пластины. Тем же самым процессом травления травят более узкие регистрационные канавки в Si, расположенные параллельно первой. В кристалле $LiNbO_3$ методом диффузии создается канальный ИОВ одновременно с параллельными ему регистрационными полосами. Регистраци-

онные каналы в кремнии и регистрационные полосы в $LiNbO_3$ совмещаются под микроскопом через прозрачную пластину $LiNbO_3$. Таким образом устанавливается перевернутый кристалл $LiNbO_3$ на кремниевую пластину с точностью ± 1 мкм. Проводилось исследование торцевого соединения канального диффузионного волновода в $LiNbO_3$ и световода с диаметром сердцевины 4 мкм. Эффективность связи достигала 30%. Авторы объясняют столь низкую эффективность двумя причинами: во-первых, расширением профиля поля в канальном ИОВ, вызванное нежелательной боковой диффузией, и, во-вторых, несовершенством сколотых торцевых поверхностей световода и ИОВ [17].

Дальнейшее улучшение элемента связи, использующего превентивно вытравленные канавки для поддержки световодов, достигается введением конусообразного подстроечного волокна [18, 19]. Так как толщина волновода меньше его ширины, то достичь вертикального совмещения сердцевины ВС и ИОВ гораздо труднее, чем бокового совмещения. Во-вторых, непросто контролировать ширину кремниевых канавок с точностью до 1%, которая требуется для одномодового соединения с низкими потерями. Контроль за глубиной канавки с помощью ее ширины является не совсем точным в результате ряда неучтенных факторов, таких как качество изготовления маски, степени совпадения направления канавок и кристаллографической оси кристалла <100>, качества кремниевых пластин. Во-вторых, одномодовые световоды должны иметь концентричность сердцевины лучше, чем 1% по отношению к внешнему диаметру. Изменение размеров внешнего диаметра обычно держится в пределах до 5%. Это также значительно ухудшает точность вертикального совмещения. Для повышения эффективности связи и улучшения точности юстировки предлагается использовать глубокие канавки, располагающиеся перпендикулярно к основному световоду и содержащие конусообразные подстроечные волокна, как показано на рис. 9 [19].

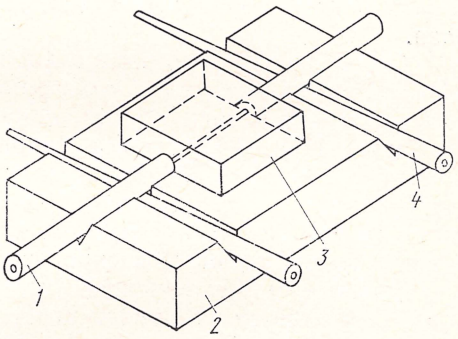


Рис. 9. Устройство для соединения одномодового ВС и канального волновода: *1* — ВС; *2* — кремниевая пластина с V-образными канавками; *3* — пластина $LiNbO_3$ с канальным волноводом; *4* — коническое волокно

Размеры глубокой канавки выбираются так, чтобы находящийся в ней конусообразный световод касался основного световода, лежащего сверху в неглубокой канавке. Для этого необходимо, чтобы глубина канавки h была равна [18]:

$$h = [r_0 + (2 + \sqrt{3})\, r] \tag{7}$$

где r_0 — радиус стыкуемого световода;

r — радиус подстроечного волокна.

Простым перемещением подстроечного волокна в канавке можно достичь точной вертикальной юстировки. В [19] эффективность связи

ОВС с диаметром сердцевины 4 мкм и ИОВ, полученного диффузией пленки Ti толщиной 220 Å, лежала в области 70—88% и имела хорошую воспроизводимость. Полные потери в соединении ВС — канальный ИОВ — ВС равнялись 3 дБ. Конструкция описанного устройства компактна и может быть жестко закреплена.

Еще одну модификацию метода, использующего юстировочные канавки, предлагают авторы работы [20]. Канавки, поддерживающие стравленный почти до сердцевины ВС, изготавливаются в самом $LiNbO_3$. Ионным травлением получают канавки на конце уже изготовленного волновода. Здесь не требуется полировки торца ИОВ, так как волновод ограничивается стенкой, полученной ионным травлением. Все необходимые совмещения производятся на стадии фотолитографии. Этот способ соединения дает возможность стыковать с ВС близко расположенные волноводы, он довольно технологичен и пригоден для массового производства.

Однако, полученное соединение обладало высокими потерями, что объясняется несовершенством маски, используемой при ионном травлении. Метод требует дальнейшей доработки.

Другим путем для достижения оптимальной связи между ОВС и канальными ИОВ является использование согласующих устройств. Эффективность связи максимальна, когда имеет место фазовое согласование распределений обеих мод и согласование их по амплитуде. Для уменьшения диаметра луча, выходящего из ВС, можно использовать микролинзы, изготовленные на торце световода [21]. При наличии на торце ВС микролинзы самое узкое место выходящего луча находится на некотором расстоянии от торцевой поверхности (фокусное расстояние линзы), и, следовательно, нет необходимости приводить световедущие элементы в непосредственный контакт, при котором возможны различные повреждения торцевых поверхностей качество которых сильно влияет на эффективность связи. Экспериментально установлено, что эффективность связи при наличии линзы на торце ВС возросла в 1,6 раза.

В качестве другого согласующего устройства для соединения ОВС — ОИВ можно использовать голограмму [22]. На изгибе ВС имеют место излучательные потери, и свет, попадая в окружающую среду с соответствующим ПП, собирается в канальный ИОВ с помощью голограммы. Следует отметить малую эффективность соединения в полученном эксперименте. Достоинством данного элемента является то, что метод не требует специальной подготовки ВС, не требует точной юстировки и имеет хорошую воспроизводимость.

Еще одним согласующим устройством является структура типа рупора. С помощью рупорного перехода можно значительно снизить требования к настройке по оси *Y*. Поверхностная волна, проходя через структуру типа рупора, теряет энергию из-за рассеяния и преобразования мод. Эти потери можно уменьшить, сделав рупорный переход достаточно длинным. В [23] показано, что, связывая ВС диаметром сердцевины 5 мкм с ИОВ шириной 3 мкм с помощью линейно суживающегося рупорного перехода длиной 2 мм, можно добиться эффективности связи, равной 90%. Однако надо учитывать, что использование рупоров при стыковке не снижает требований к настройке в остальных плоскостях волновода, и поэтому их применение носит ограниченный характер.

Наиболее близко к теоретически возможной эффективности согласования ОВС с канальным ИОВ подошли в работе [24], где показано, что на соединение ВС—ИОВ могут быть достигнуты потери 0,35 дБ. Общие вносимые потери на соединение ОВС—ИОВ—ОВС составили 1 дБ

для длины волновода 13 мм и $\lambda = 1{,}3$ мкм. Благодаря выбору оптимальных параметров диффузии было обеспечено максимальное согласование световодной и волноводной мод, что в конечном счете и обусловило высокую эффективность стыковки.

В заключение можно сказать, что несмотря на большое количество работ, вопрос соединения интегрально-оптических элементов с волоконной оптикой окончательно еще не решен. Необходима либо дальнейшая доработка существующих методов, либо изыскание принципиально новых решений этой проблемы. При выборе способа соединения можно дать следующие рекомендации.

1. При разработке приборов и элементов интегральной оптики необходимо оптимизировать параметры волновода под выбранный под стыковку ВС.

2. При большой разнице ПП стыкуемых элементов предпочтительным является метод соединения встык.

3. При сравнимых величинах ПП связываемых элементов возможно использование как метода торцевого соединения, так и метода через туннельное взаимодействие.

4. Если необходимо стыковать единичный ИОВ с волокном с высокой эффективностью, то следует индивидуально юстировать их друг относительно друга с помощью микроманипуляторов или других юстировочных устройств.

5. Если необходимо компактное, недорогое технологичное соединение ВС с ИОВ, где не требуется высокая точность юстирования, то можно рекомендовать способ, использующий *V*-образные канавки.

6. Если необходимо стыковать несколько близкорасположенных ИОВ с ВС, можно применить метод с параллельными установочными *V*-образными канавками.

ЛИТЕРАТУРА

1. A. Kawana, T. Miyashita, M. Nakahara, W. Kawachi, T. Hosaka. Fabrication of low-loss single-mode fibers. — Electron. Sett., 1977, v. 13, N 7, p. 188—189.

2. M. Kawachi, A. Kawana, T. Miyashita. Sow-loss single-mode fiber at the material-dispersion-free wavelength of 1,27 μm. — Electron. Sett., 1977, v. 13, N 15, p. 442—443.

3. T. Miya, G. Terunuma, T. Nosaka, T. Miyashita. An ultimately low-loss single-mode fiber at 1,55 μm. — Electron. Sett., 1979, v. 15, N 4, p. 106—108.

4. T. Miyashita, O. Fukuda, K. Sanada. Sixth European Conference on Optical fiber communication, Washington D. C., 1979.

5. H. P. Hsu, A. F. Milton. Single mode coupling between fibers undiffused waveguides. IEEE J. of QE—13, N 4, p. 244, 1977.

6. J. M. Hammer, R. A. Bartolini, A. Miller, C. C. Heil. Optical Grating coupling between low loss index fiber α high index film waveguides. Appl. Phys. Sett., 1976, v. 28, p. 192.

7. H. P. Hsu, A. F. Milton. Single mode optical fiber pickoff coupler. Appl. Opt., 1976, v. 15, p. 2310.

8. H. P. Hsu, W. S. Chang. Coupling methods in prospective single-mode fiber integrated optics systems a progress report. Fiber Integrated Optics, 1977, v. 1, N 2, p. 153.

9. D. G. Dalgoutte, R. B. Smith, G. Achutaramayga, J. H. Harris. Ezternally mounted fibers for integrated optics interconnections. Appl. Opt., 1975, v. 14, N 8, p. 1860.

10. H. K. Burns, G. B. Hocker. End fire coupling between optical fibers and diffused channel waveguides. Appl. Opt., 1977, v. 16, p. 2048.

11. M. Fukuma, J. Noda. Optical properties of titanium-diffused $LiNbO_3$ strip waveguides their coupling-to-a-fiber characteristics. Appl. Opt., 1980, v. 19, N 4, p. 591—97.

12. J. Noda, O. Mikami, M. Minakata, M. Fukuta. Single-mode optical waveguide fiber coupler. Appl. Opt. 1978, v. 17, N 13, p. 2092.

13. Золотов Е. М., Казанский П. Г., Прохоров А. М. Исследование стыковки канального волновода в $LiNbO_3$ с одномодовым волокном. — Квантовая электроника, 1980, т. 9, № 1.
14. O. Guttmann, O. Krumpholz, E. Pfeiffer. Optical fiber — stripline-coupler. Appl. Opt., v. 14, N 5, p. 1225—1227, 1975.
15. L. P. Boivin. Thin film laser-to-fiber coupler. Appl. Opt., 1974, v. 13, N 2.
16. J. T. Boyol, S. Sriram. Optical coupling from fibers to channel waveguides formed on silicon. Appl. Opt., 1978, v. 17, N 6, p. 895—898.
17. H. P. Hsu, A. F. Milton. Flip-chip approach to end fire coupling between sinyle mode fibers α channel waveguedes. — Electron Sett., 1976, v. 12, p. 404.
18. S. K. Sheem, T. G. Giallorenze. Two-dimensional silicon grooves for altitudinal aligument im film end-butt coupling. Opt. Sett., 1978, v. 33, p. 73—75.
19. C. H. Bulmer, S. K. Sheem, R. P. Moeller, W. K. Burns. High efficiency flip-chip coupling between single-mode fibers α $SilbO_3$ channel waveguides. Appl. Phys. Sett., 1980, v. 37, N 4, p. 351.
20. I. Andonovic, M. B. Holbrook, A. D. Mc Sachlan. End. fire coupling between optical fibres α stripe waveguides. — First European Conference on Integrated Optics, 1981, London.
21. P. D. Bear. Microlenses for coupling single-mode fibers to single-mode thin-film waveguides. Appl. Opt., 1980, v. 19, N 17.
22. G. Arvidsson, S. Thylen. Novel method for coupling between single-mode fibres α integrated optical components its possible applications. — IEEE Proc. Microware, Opt. α Antennas, H 127, N 1, p. 37—40, 1980.
23. R. K. Winn, J. H. Harris. Digest of Technical Meeting on Integrated Optics (Optical Soc. of America, 1974), P.WB8—1.
24. IEEE Transactions on Microwave Theory α Techniques, 1982, v. MTT-30, N 10, p. 1795.

Статья поступила в августе 1983 года

ТЕХНОЛОГИЯ И МАТЕРИАЛЫ

УДК 621.378.9

С. А. Дмитриев, Г. А. Ефремова, Н. И. Ефремов,
А. С. Королев, В. П. Скиба

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ В ПЛАВЛЕННОМ КВАРЦЕ МЕТОДОМ ИОННОЙ ИМПЛАНТАЦИИ

Рассматриваются технологические особенности получения волноводов в плавленом кварце методом ионной имплантации. Изучается влияние видов ионов, их дозы и энергии на процесс образования и качество волноводов. Даются рекомендации по улучшению параметров волноводов.

В настоящее время существует несколько способов получения волноводов и элементов для оптических интегральных схем в диэлектриках. Одним из перспективных методов изготовления волноводов в плавленом кварце является ионная имплантация.

В ряде работ было показано, что ионное облучение плавленого кварца вызывает увеличение его показателя преломления на 1—7%. Это объясняется изменением структуры материала, его уплотнением, а также изменением его химического состава. Слой с повышенным показателем преломления при определенной толщине может служить оптическим волноводом [1, 2]. Изучение зависимостей изменения показателя преломления (Δn) от дозы облучения показало, что с увеличением дозы Δn растет сначала линейно, а затем имеет тенденцию к насыщению [3]. Измерения распределения показателя преломления по глубине в оптических волокнах из плавленого кварца, облученных протонами с энергией 1,8 МэВ [4] показали, что максимум Δn приходится на конец пробега ионов, там, где потери энергии ионов на смещение атомов максимальны.

Потери энергии при распространении света в волноводе определяют его практическую ценность. Коэффициент затухания (α) волноводов, полученных ионным облучением, в основном, определяется внутренним поглощением на дефектах, возникших при облучении. В ряде работ сообщается, что при увеличении дозы облучения плавленого кварца α в волноводах возрастает [3, 5, 6]. Однако, увеличение температуры подложки во время облучения значительно уменьшает оптическое поглощение в полученных волноводах. В результате α можно снизить до нескольких десятых дБ/см [3]. Также α можно значительно уменьшить проведением послеимплантационного отжига, причем с повышением температуры α уменьшается значительно быстрее, чем изменяется показатель преломления. Область оптимальных температур отжига лежит

в пределах 200—400°С. Так, в процессе отжига волноводов, полученных облучением плавленного кварца ионами Li^+, α уменьшился с 1,8 до 0,2 дБ/см, а показатель преломления при этом практически не менялся. Отжиг проводился при 300° в течение 1 ч. [3].

С помощью технологии ионного облучения сделаны первые шаги по изготовлению различных интегрально-оптических элементов для оптических интегральных схем. В частности, облучением ионами He^+ подложек из плавленого кварца созданы селектор мод, который может служить фильтром, и волноводный поляризатор [7].

Все упомянутые работы, а также и ряд других показали, что метод ионной имплантации имеет ряд существенных достоинств:

метод позволяет контролировать дозу облучения, количество внедряемой примеси и энергию облучающих ионов, что определяет и толщину волноводного слоя;

волноводы, получаемые данным методом, могут иметь затухание менее 1 дБ/см;

область с повышенным показателем преломления может быть расположена в толще подложки, что исключает потери, обусловленные поверхностным рассеянием [8].

Целью нашей работы являлось исследование технологических особенностей изготовления волноводов в плавленом кварце методом ионной имплантации. Мы рассматривали влияние вида ионов, их дозы и энергии, подготовки поверхности облучаемой подложки и ее послеимплантационного отжига на основные параметры волноводов: эффективный показатель преломления N и коэффициент затухания α.

Были исследованы волноводы в плавленом кварце, полученные облучением ионами H^+, He^+, B^+, O^+ и P^+. Облучение образцов проводилось на промышленных установках ионной имплантации «Везувий-32» и «Везувий 2-450», а также на каскадном генераторе КГ — 500.

Эффективный показатель преломления определялся с помощью измерения угла связи для призменного ввода. Использовалась призма из материала ТФ-77 с показателем преломления 1,719.

Измерение коэффициента затухания в волноводах проводилось с помощью фотометрирования трека, а также методом скользящей призмы. Исследования велись на длине волны $\lambda = 0{,}6328$ мкм He—Ne лазера.

Зависимости N от дозы и энергии ионов представлены на рис. 1 и 2. Во всех волноводах распространялась только одна TE_0 мода, кроме волноводов, полученных протонным облучением. В этих волноводах распространялись TE_0 и TM_0 моды. Минимальная доза, при которой в облученных образцах образовывался волновод при энергии ионов от 100 до 400 КэВ находилась в области 10^{15}—3×10^{15} $см^{-2}$ для ионов He^+, B^+, O^+ и P^+. Для протонов с энергией от 300 до 500 КэВ минимальная доза облучения, при которой образовывался волновод, была $(2 \div 3) \times \times 10^{16}$ $см^{-2}$.

При облучении образцов ионами одной и той же энергии эффективный показатель преломления N с ростом дозы увеличивается, причем скорость роста N при больших дозах возрастает. Это можно объяснить более равномерным дефектообразованием по всему облученному объему, а также образованием химических соединений. Особенно отчетливо эта тенденция просматривается для ионов B^+.

N получаемых волноводов тем больше, чем больше их толщина и изменение показателя преломления Δn. Толщина волноводов, определяемая пробегом ионов, при одних и тех же энергиях больше для более легких ионов B^+. Как видно из рис. 2, N после облучения B^+ выше, чем

при облучении более тяжелым P^+. Однако скорость роста N выше при облучении P^+, так как более тяжелые ионы имеют большую тормозную способность, сильнее влияют на изменение показателя преломления.

Изменение эффективного показателя преломления N различных образцов, облученных ионами одной энергии и дозы, показало, что разброс от образца к образцу составил не более 6%, т. е. метод ионного облучения обеспечивает высокую воспроизводимость этого основного параметра волноводов.

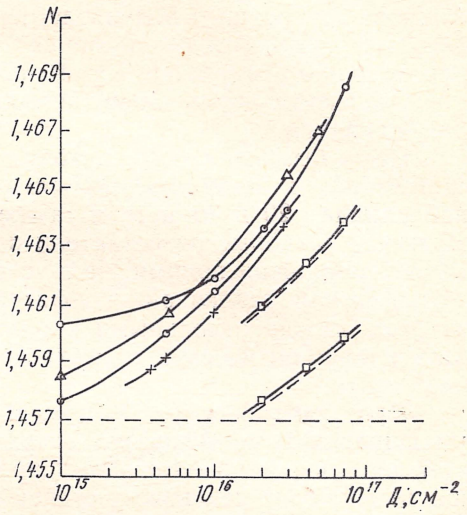


Рис. 1. Зависимости эффективного показателя преломления от дозы облучения ионами:
○ — B^+ с энергией 400 КэВ
▲ — He^+ » 300 КэВ
● — O^+ » 300 КэВ
× — P^+ » 400 КэВ
□ — H^+ » 400 КэВ
■ — H^+ » 500 КэВ
Пунктиром обозначен эффективный показатель преломления для ТМ моды

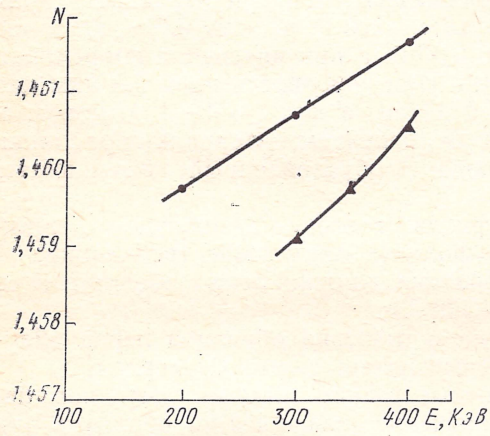


Рис. 2. Зависимости эффективного показателя преломления от энергии облучающих ионов:
● — B^+ дозой 10^{16} см$^{-2}$
▲ — P^+ дозой 10^{16} см$^{-2}$

Для получения волноводов наиболее пригодна промышленная установка ионной имплантации «Везувий-2-450», позволяющая получать ионы He^+, B^+, O^+ и P^+ с энергиями от 100 до 450 КэВ и проводить облучение дозами от 10^{15} до $5 \cdot 10^{16}$ см$^{-2}$. Одновременно на такой установке можно облучать 50 подложек размером $27 \times 27 \times 1$ мм.

С целью защиты поверхности образцов от паров масел, присутствующих в небольших количествах в вакууме и полимеризующихся на поверхности во время облучения, на них напылялась алюминиевая пленка толщиной 150—200 А. Сравнение величин коэффициентов зату-

хания для защищенных и незащищенных образцов при одинаковых условиях облучения показало уменьшение α в 2—5 раз. Так, для защищенного образца, облученного ионами B^+ с энергией 400 КэВ и дозой $3 \cdot 10^{16} см^{-2}$, затухание составило 2,8 дБ/см, а у незащищенного образца, облученного при тех же условиях — 12,5 дБ/см. При облучении незащищенных образцов с ростом дозы облучения коэффициент затухания возрастал, тогда как при облучении защищенных образцов α с дозой менялся незначительно.

Отжиг волноводов существенно влияет на потери в них. Так, коэффициент затухания в волноводе, полученном облучением ионами B^+ с энергией 400 КэВ и дозой $10^{16} см^{-2}$, после проведения отжига при температуре 350°С в течение 1 ч уменьшался с 7,5 до 1 дБ/см.

Облучение через маски позволяет получить волноводы сложной конфигурации.

Нами были получены методом ионного облучения полосковые прямолинейные и криволинейные волноводы в плавленом кварце с шириной канала 20 и 30 мкм, а также разветвители с шириной каналов 20 мкм. Указанные разветвители изготавливаются облучением маскированной подложки ионами He^+ с энергией 300 КэВ и дозой $6 \cdot 10^{15} см^{-2}$. Разветвители различной конфигурации, позволяющие распределять энергию между отдельными каналами, могут найти применение как в интегрально-оптических схемах, так и в одномодовых системах оптической связи.

При изготовлении полосковых волноводов важным фактором, уменьшающим коэффициент затухания, является снижение неровностей края стенок волноводов. Неровность стенок волноводов тем меньше, чем меньше неровность стенок масок, через которые проводится облучение.

Проведенные нами расчеты показывают, что при неровности края 0,1 мкм и интервале корреляции неровностей ζ, равном 0,6, затухание на неровностях края составляет 1,8 дБ/см, а при интервале корреляции $\zeta = 15$, затухание равнялось 0,3 дБ/см. При неровности края 0,2 мкм для $\zeta = 0{,}6$ затухание уже составляет 6,5 дБ/см, а для $\zeta = 15$—1 дБ/см, т. е. с увеличением неровности края и с уменьшением интервала корреляции коэффициент затухания в волноводах, обусловленный неровностью края, возрастает.

Исследования показали, что при изготовлении волноводов с минимальными потерями необходимо выполнять следующие требования:

при обработке поверхности образцов должна быть обеспечена ее минимальная шероховатость (300—500 Å);

необходима тщательная очистка и отмывка образцов перед облучением для уменьшения поверхностных потерь световой энергии;

желательно использовать защитные тонкие пленки металлов, например Al, предотвращающие загрязнение поверхностей образцов при облучении, или проводить облучение на установке ионной имплантации с безмасляной откачкой во избежание полимеризации паров масла на поверхности волноводов;

необходимо обеспечить минимальную неровность стенок маски, через которую проводится облучение образцов для создания полосковых волноводов и других элементов на их основе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Primak W. Fast newtron-induced changes in quarts and vitreous silica. — Phys. Rev., 1958, v. 110, p. 1240.

2. Shineller E. R., Flam R. P., Wilmot D. W. Optical waveguides formed by proton irradiation in fused silica. — J. Opt. Soc. Amer., 1968, v. 58, p. 1171.

3. Standley R. D., Gibson W. M., Rodgers J. W. Properties of ion-bombarded fused quarts for integrated optics. — Appl. Opt., 1972, v. 11, p. 1313.
4. Presby H. M., Brown W. L., Refractive index variation in proton-bombarded fused silica. — Appl. Phys. Sett., 1974, v. 24, N 10, p. 511.
5 Nishimura F. Optical waveguides fabricated by B ion implanted into fused quartz. — Jap. J. Appl. Phys. 1974, v. 13, p. 1317.
6. Namba S., Aritome H., Nishimura F., Masuda K., Foyoda K. Optical waveguides fabrication by ion implantation. — J. Vac. Sci. & Technol., 1973, v. 22, N 1, p. 5.
7. Герасименко Н. Н., Цейтлин Г. М. Влияние радиационных структурных перестроек в диэлектриках на свойства интегрально-оптических элементов. Новосибирск, изд. АН СССР, 1979.
8. Rao E. V., Mountonnet D. Buried optical waveguides in fused silica by high-energy oxygen ion implantation. — J. Appl. Phys., 1975, v. 46, p. 955.

Статья поступила в июле 1983 года

УДК 621.315.61

С. А. Дмитриев, Г. А. Ефремова, Н. И. Ефремов, А. С. Королев, В. П. Скиба

ПРИМЕНЕНИЕ ИОННОЙ ИМПЛАНТАЦИИ ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ВОЛНОВОДОВ В $LiNbO_3$

Сделан обзор работ по изготовлению оптических волноводов в $LiNbO_3$ методом ионной имплантации. Показаны основные достоинства метода при изготовлении элементов малых размеров, работающих в одномодовом режиме. Анализируются результаты работ по изготовлению оптических волноводов методом ионной имплантации и комбинированным методом диффузии Ti и ионного облучения.

В настоящее время такой материал, как $LiNbO_3$, благодаря высокому электрооптическому коэффициенту находит широкое применение для изготовления на его основе различных интегрально-оптических устройств (ИОУ). Разработчики ИОУ на основе $LiNbO_3$ особенно заинтересованы в такой технологии, которая позволила бы изготавливать одномодовые волноводы — основные элементы ИОУ. Достоинства одномодового режима работы ИОУ заключаются в том, что он исключает дисперсионные эффекты и потери мощности полезного сигнала. Таким образом, скорость передачи информации в одномодовом режиме выше, чем в многомодовом, и может достигать 10 Гбит/с, тогда как в многомодовом режиме достигается скорость порядка 8—50 Мбит/с. Одномодовый режим работы ИОУ накладывает определенные требования на размеры волноводов [1]. Приближенное соотношение для определения числа волноводных мод, которые могут возбуждаться в волноводе, выглядит следующим образом:

$$\nu = \frac{2h}{\lambda} \sqrt{n_f^2 - n_s^2} \qquad (1)$$

где ν — число мод;
h — толщина волновода;
n_f — показатель преломления волноводного слоя;
n_s — показатель преломления подложки.

Например, для волновода в ниобате лития ($n_s = 2{,}28$) в одномодовом режиме ($\nu = 1$) при $\lambda = 0{,}63$ мкм, когда разность показателей преломления волноводного слоя и подложки Δn лежит в интервале от 0,001 до 0,1, толщина одномодового волновода, как следует из форму-

лы (1), будет находиться в пределах от 4,5 до 0,45 мкм; для $\lambda=0{,}8$ мкм — в пределах от 5,7 до 0,57 мкм; для $\lambda=1{,}55$ мкм — от 11 до 1 мкм.

Из этих приближенных расчетов ясно, что толщины одномодовых волноводов лежат в пределах от десятых долей микрона до нескольких микрон. В соответствии с этим и надо выбирать технологию изготовления волноводных слоев.

Ширина волновода также определяет количество поперечных мод, распространяющихся в волноводе. Экспериментальные данные показывают, что волноводы, полученные диффузией титана в ниобат лития, при $\Delta n=0{,}005$ и ширине $d=4$ мкм удерживают одну моду, а при $d=6$ или 8 мкм — две поперечные моды [2]. Таким образом, ширина одномодового волновода при $\Delta n=0{,}005$ должна быть менее 4—5 мкм, а при $\Delta n>0{,}005$ — еще меньше.

Для изготовления интегрально-оптических устройств, работающих в одномодовом режиме, например, переключателей на основе направленных ответвителей, модуляторов и разветвителей, необходимо выбрать такую технологию, которая позволяла бы изготавливать связанные волноводы шириной 2—3 мкм на расстоянии 1—3 мкм друг от друга.

Такой традиционный метод получения связанных волноводов, как диффузия титана в ниобат лития, имеет ряд недостатков. При диффузии на глубину 2—3 мкм поперечный разброс диффундирующей примеси также составит 2—3 мкм, т. е. профиль и размеры волноводов будут сильно отличаться от профиля и размеров маски, что накладывает принципиальные ограничения на минимальные размеры получаемых элементов. Высокая температура протекания процесса диффузии также отрицательно сказывается на структуре исходного монокристаллического $LiNbO_3$. Поэтому, поиск новых методов получения интегрально-оптических волноводов в $LiNbO_3$ является сейчас первостепенной задачей.

Одним из новых перспективных методов получения волноводов в диэлектриках, и в частности в $LiNbO_3$, является метод ионной имплантации. Данный метод имеет ряд существенных достоинств. Так, глубина залегания примеси, профиль ее распределения, а также профиль создаваемых дефектов (и, как следствие этого, профиль показателя преломления) определяются соответствующим выбором энергии и дозы облучающих ионов. Технологические особенности метода позволяют проводить облучение ионами разных энергий, создавать определенные профили распределения показателя преломления волноводного слоя. В процессе облучения можно регулировать температуру облучаемых образцов и в перспективе объединить процесс облучения с отжигом в единый цикл. Одновременно можно проводить облучение большой партии подложек.

Для расчета пробега ионов в материалах, а также для определения их энергетических потерь применима теория Линхарда—Шарфа—Шиотта (ЛШШ). Имеется также ряд полуэмпирических формул и таблиц экспериментальных данных по пробегам и энергетическим потерям ионов в различных материалах.

На рис. 1 представлены результаты расчетов по теории ЛШШ [3]. Кривые приведены для атомов бора, имплантированных в кремний. Порядок указанных величин будет таким же для других материалов и ионов. Из рис. 1 видно, что при энергиях 400—500 КэВ поперечный разброс ионов составляет примерно 0,12 мкм. Таким образом, при имплантации ионов на глубину порядка 1—3 мкм получается поперечное отклонение имплантированных ионов, не превышающее 0,1—0,25 мкм,

тогда как при диффузии примеси на глубину 1—3 мкм поперечное отклонение диффундирующей примеси составит, примерно, 1,0—3,0 мкм. Это показывает, что имплантацией через маску можно получать волноводы, которые более точно повторяют рисунок маски. Это особенно важно для создания связанных волноводов и больших оптических интегральных схем.

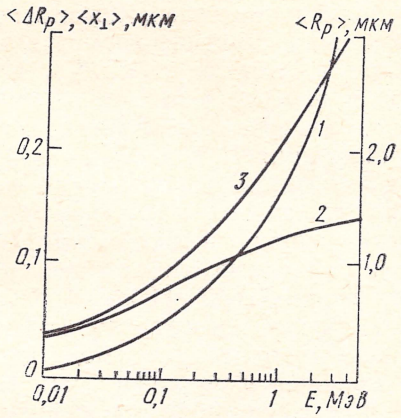


Рис. 1. Распределение атомов бора, имплантированных в кремний, рассчитанное по теории ЛШШ: *1* — средний проецированный пробег $<R_p>$; *2* — стандартное отклонение среднего проецированного пробега $<\Delta R_p>$; *3* — поперечное стандартное отклонение $<X_\perp>$

В одной из первых работ по облучению $LiNbO_3$ ионами Ar^+ и Ne^+ было получено уменьшение показателя преломления поверхностного слоя [4]. Величина изменения показателя преломления оказалась малочувствительной к дозе облучения и ориентации образцов и составила почти для всех образцов приблизительно 10%. Авторы объясняли это искажением кристаллической решетки и аморфизацией поверхностного слоя.

В [5, 6] были развиты представления об образовании волноводных слоев в $LiNbO_3$ при ионном облучении. Было показано, что при ионном облучении $LiNbO_3$ происходит уменьшение его показателя преломления, причем по глубине проникновения ионов это уменьшение происходит неравномерно. Согласно предложенной в [6] модели, n почти не изменяется по всей глубине и только в самом конце пробега ионов величина показателя преломления резко уменьшается. Изменение показателя преломления $LiNbO_3$ связано с потерями энергии ионов при прохождении через материал. При достаточно высокой энергии ионов (десятки и сотни КэВ) потери энергии идут в основном на ионизацию атомов (преобладают так называемые ионизационные потери ионов — $\frac{dE}{dx}$ ион.). Существенного изменения структуры исходного $LiNbO_3$ не происходит, и поэтому показатель преломления уменьшается незначительно. В конце пробега ионов, когда уже энергия ионов мала (порядка нескольких КэВ), резко начинают расти потери энергии ионов на смещение атомов (так называемые ядерные потери — $\frac{dE}{dx}$ яд.) Изменение структуры материала в конце пробега ионов максимально, а поэтому минимальное значение n приходится на конец пробега ионов. Таким образом, при облучении образуется слой с пониженным показателем преломления, как бы погруженный в материал. Этот слой может являться барьером для волноводной моды, а слой над ним — волноводом.

В [5] проводилось облучение $LiNbO_3$ ионами He^+ шести энергий от 0,86 до 1,86 МэВ для того, чтобы создать достаточно широкий слой с пониженным показателем преломления. При каждой энергии облучающих ионов набиралась доза $1{,}2\times10^{16}$ ион/см^2. Слой с пониженным n в этом случае имел толщину 1,6 мкм и лежал на глубине 1,6 мкм от поверхности. В полученных волноводах распространялись три ТЕ и две ТМ моды на длине волны 0,63 мкм.

В работе [6] методы ионного облучения ниобата лития были получены волноводные слои, лежащие над слоем с пониженным показателем преломления, образовавшемся в конце пробега ионов. Облучения проводились ионами He^+, B^+, N^+, O^+ и Ne^+ с энергиями от 140 КэВ до 2 МэВ и дозами от 10^{15} до 3×10^{16} см$^{-2}$. Авторы сообщают, что максимальное изменение n облученного $LiNbO_3$ достигало 11% при температуре облучения 77°К и 6% — при 300°К. На основе полученных волноводных слоев были изготовлены модуляторы света.

Предложенная в [6] модель волновода основана на теоретических представлениях о прохождении ионов через материал. Согласно этой модели барьерный слой с пониженным показателем преломления толщиной порядка 500—600 Å образуется только в конце пробега ионов. Однако трудно представить, чтобы такой тонкий барьерный слой мог удерживать волноводную моду на расстоянии 2—3 см. Если рассматривать волновод и подложку, как два связанных волновода, то при толщине барьера в 500 Å вся мощность из волновода на расстоянии в 140 мкм должна перейти в подложку. Измерение затухания в полученных волноводах авторы не проводили.

В [7] сообщается об изготовлении волноводов в $LiNbO_3$ последовательным облучением ионами He^+ трех энергий: 1,6, 1,8 и 2 МэВ и дозой 10^{16} см$^{-2}$. Волноводы отжигались в течение 30 мин при температуре 200°С в атмосфере аргона. Затухание в таких волноводах составляло 0,7 дБ/см. Облучение ионами трех энергий позволило образовать достаточно широкий барьерный слой с пониженным показателем преломления, хорошо удерживающий волноводную моду.

В [8] также проводилось исследование возможности создания волноводов в $LiNbO_3$ и $LiTaO_3$ при облучении данных материалов ионами H^+ и He^+. Было установлено, что при облучении коэффициент пропускания сильно уменьшался. Максимальное уменьшение коэффициента пропускания достигало 35% при $\lambda=500$ нм. Уменьшение коэффициента пропускания объясняется возникновением центров окраски при облучении. Проведение отжига при $T=200$°С уменьшало количество центров окраски и соответственно увеличивало коэффициент пропускания. Было показано, что облучение протонами является неэффективным для образования волноводов, так как требуется процесс облучения протонами трех-шести энергий (минимальная энергия облучения превышает 400 эВ) и высокой интегральной дозой $D\geqslant10^{17}$ см$^{-2}$, причем при облучении протонами происходит интенсивное образование центров окраски. Облучение ионами He^+ с энергиями 1,8 и 1,8÷2,1 МэВ позволило получить волноводы лучшего качества. Были проведены измерения эффективного показателя преломления для различных мод, исследовано влияние температуры отжига на эффективный показатель преломления. Значения эффективных показателей преломления мод N^+ с увеличением температуры отжига сначала уменьшались, достигая минимума при $T=70$—100°С, а затем увеличивались. Объяснение этого явления пока не найдено. На основе полученных волноводов были созданы электро- и акустооптические модуляторы.

В [9] были приведены данные по изготовлению полосковых волно-

водов в ниобате лития комбинированным методом диффузии титана и имплантации ионов гелия. Суть метода заключается в следующем. На первом этапе изготавливался планарный волновод известным методом высокотемпературной диффузии Ti из твердой фазы. На подложки $LiNbO_3$ *Y*-среза напылялся Ti толщиной 200 Å и проводилась диффузия в течение 7 ч при температуре 970°С в атмосфере аргона. Затем методом фотолитографии на подложке изготавливалась маска в виде полоски золота толщиной 0,5 мкм, шириной 3 мкм. Длина полоски определяла длину получаемого волновода. Далее проводилось облучение структуры ионами He^+ с энергией 350 КэВ и дозами 10^{16} и 2×10^{16} $см^{-2}$, Толщина золотой маски выбиралась такой, чтобы ионы не пробивали ее. Таким образом, воздействию ионов подвергалась немаскированная поверхность подложки. В этих местах из-за изменения структуры материала показатель преломления волноводного слоя уменьшался. Распределение показателя преломления по глубине облученного слоя определялось с помощью измерения угловой зависимости коэффициента отражения лазерного луча. После облучения маска стравливалась, в области под маской был сформирован волновод, толщина его определялась глубиной пробега ионов в материале и составляла 1,2 мкм. Из-за малого поперечного разброса ионов область с повышенным показателем преломления была четко очерчена рисунком маски.

Профиль показателя преломления при двух дозах облучающих ионов приведен на рис. 2. Из рис. 2 видно, что уже в самом начале пробега ионов He^+ на глубине до 0,6 мкм показатель преломления уменьшается примерно на 1%. На глубине 0,6—0,2 мкм происходит сильное

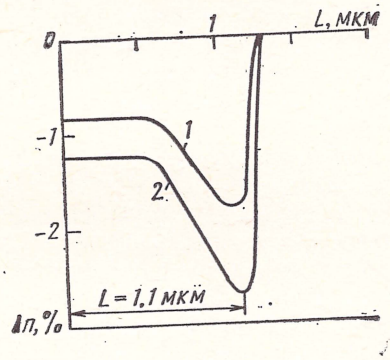


Рис. 2. Профиль показателя преломления $LiNbO_3$, облученного ионами с энергией 350 КэВ:
1 — доза облучения 10^{16} $см^{-2}$;
2 — доза облучения 2×10^{16} $см^{-2}$

изменение показателя преломления по сравнению с начальным участком. Минимального значения n достигает в конце пробега ионов на глубине 1,1 мкм там, где потери энергии ионов на смещение атомов и изменение структуры $LiNbO_3$ достигают своего максимума. Ширина области минимума показателя преломления при $\Delta n=-2\%$ составляет 0,3—0,4 мкм.

Экспериментальные результаты, полученные в [8], позволяют предположить, что изменение n в $LiNbO_3$, в который не была проведена диффузия, должно быть таким же, как и в [8]. При прохождении ионов в $LiNbO_3$ изменение структуры материала происходит более равномерно.

Комбинированный метод особенно интересен при формировании связанных волноводов малой ширины (2—5 мкм) и с малым расстоянием между ними (2—3 мкм). Так, в [8] с помощью комбинированного метода диффузии Ti и имплантации ионов He^+ были изготовлены мо-

дуляторы с шириной канала 3 мкм с так называемыми самосовмещенными электродами, которые вплотную прилегали к волноводным каналам. Комбинированный метод дает возможность увеличить степень интеграции элементов в оптических схемах на основе ниобата лития.

Распределение показателя преломления по глубине можно регулировать выбором вида ионов, дозы облучения, бомбардировкой ионами разных энергий. При соответствующем выборе энергии и дозы облучающих ионов можно получить практически равномерное изменение показателя преломления по всей глубине проникновения ионов.

С целью получения волноводов в ниобате лития нами были проведены облучения подложек $LiNbO_3$ Y-среза ионами H^+, He^+, B^+ и P^+.

При облучении протонами с энергией 500 кэВ и дозами 10^{16} $см^{-2}$, 3×10^{16} $см^{-2}$ и 7×10^{16} $см^{-2}$ волноводы в ниобате лития не были обнаружены. Это можно объяснить тем, что протоны вызывали лишь образование центров окраски (образцы сильно темнели), а потери, идущие на смещение атомов, были недостаточны для аморфизации и значительного изменения показателя преломления слоя в конце пробега протонов.

При облучении подложек из $LiNbO_3$ ионами B^+ и P^+ с энергиями до 400 КэВ и дозой 5×10^{16} $см^{-2}$ волноводные слои, по-видимому, также не образовывались, так как не удалось обнаружить распространения волноводной моды в облученных образцах. Это можно объяснить тем, что величина пробега ионов B^+ и тем более P^+ даже с энергией 400 КэВ недостаточна для образования барьерного слоя с пониженным показателем преломления на нужной глубине, т. е. слой над барьером тонок и не удерживает волноводную моду. Образцы при облучении нагревались, что уменьшало величину барьера. Для уменьшения нагрева образцов при облучении необходимо применять либо принудительное охлаждение образцов, не предусмотренное в конструкции камеры для облучения в установке «Везувий 2-450-», или уменьшать плотность тока пучка до такой величины, чтобы нагрев образцов не превышал 50—60°С.

В наших экспериментах были получены волноводы при облучении образцов на $LiNbO_3$ ионами He^+ с энергией 500 КэВ и дозой 10^{16} $см^{-2}$. В этих образцах наблюдалось волноводное распространение света.

Полученные нами результаты хорошо объясняются моделью волновода, согласно которой ширина области минимума показателя преломления составляет 30% от всей длины пробега ионов. Если же считать, что резкое уменьшение n происходит только в самом конце пробега ионов, на что указывалось в [6], и что ширина барьерного слоя составляет 50—600 Å, то это не может объяснить, почему не были получены волноводы при облучении $LiNbO_3$ ионами B^+ с энергией 400 КэВ и дозой 5×10^{16} $см^{-2}$. Наши результаты показывают, что модель, предложенная в [6], требует уточнения.

Нами также были проведены облучения образцов, в которых ранее методом диффузии были получены волноводы, удерживающие одну моду. После облучения ионами He^+ с энергией 300 КэВ и дозой 2×10^{16} $см^{-2}$ волноводные свойства исчезли, т. е. не удавалось возбудить волноводную моду в образцах. Это хорошо объясняется результатами, полученными в [8], а также и подтверждает их,

Для формирования волноводов в ниобате лития толщиной 1—2 мкм возможно применение не только ионов He^+, но и ряда других ионов (B^+, N^+, O^+ и др.). Важно только, чтобы их пробег составлял 1—2 мкм. Для этого их энергия должна быть более 300—400 КэВ (чем больше масса ионов, тем больше должна быть энергия). Для доста-

точного изменения показателя преломления необходимы дозы облучения $(1—2)\times10^{16}$ и более. Все это накладывает определенные требования на установки ионной имплантации, которые могут быть использованы для реализации этого метода.

Особенно хочется отметить перспективность комбинированного метода диффузии металла и ионной имплантации для формирования полосковых волноводов и разнообразных конфигураций для схем интегральной оптики.

ЛИТЕРАТУРА

1. Интегральная оптика. Под ред. Тамира Т. — М.: Мир, 1978, с. 3.
2. Burns W. K., Milton A. F., See A. B. Optical waveguide parabolie coupling horns. — Appl. Phys. Sett., 1977, v. 30, N 1, p. 28—30.
3. Ионная имплантация в полупроводники и другие материалы. Сб. статей. Пер. с англ. под ред. Вавилова В. С. — М.: Мир, 1980, вып. 10, с. 7.
4. Wei D. T., See W. W., Bloom L. R. Sarge refractive index change induced bej ion implantation in lithium niobate. — Appl. Phys. Sett., 1974, v. 25, N 6, p. 329—331.
5. Destefanis J. L., Fownsenol P. D., Gailliard J. P. Optical waveguide in $SiNbO_3$ formed by ion implantation of helium. — Appl. Phys. Sett., 1978, v. 32, N 5, p. 293—294.
6. Destefanis G. L., Gailliard J. P., Ligeon E. L., Valette S., Farmery B. W., Fawnsend P. D. — The formation of waveguides and modulators in $SiNbO_3$ by ion impslantation. — J. Appl. Phys. 1979, v. 50, N 12, p. 7898—7905.
7. King D. H., Bone M. C. Son implanted optical waveguides in $SiNbO_3$. — Electron. Set., 1981, v. 17, N 23, p. 897—898.
8. Штейнгарт Л. М. Получение оптических волноводов в кристаллах ниобата и танталата лития посредством облучения ионами. — Квантовая электроника, 1982, т. 9, с. 2297.
9. Heibei J., Voges E., Fabrication of strip waveguides in $SiNbO_3$ by combined metal diffusion and ion implantation. — Topical Meeting on integrated α Guided wave Optics Incline Village (NEV), 1980, A. Digest of Technical papers.

Статья поступила в августе 1983 года

УДК 621.315.2 : 681.7.068.4

В. Е. Васильев, Г. И. Пронин, Ю. Т. Ларин, Ю. Г. Шахназаров

ОПЫТ РАЗРАБОТКИ И ИЗГОТОВЛЕНИЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ КАБЕЛЕЙ НА ТЕХНОЛОГИЧЕСКОМ ОБОРУДОВАНИИ КАБЕЛЬНЫХ ЗАВОДОВ

Для упрочнения оптических волокон разработан основной элемент конструкций кабелей — оптический модуль с оптическим волокном с полиамидным покрытием, защитной фторопластовой оболочкой и упрочняющими элементами из нитей СВМ.

Развитие волоконно-оптических систем связи имеет более чем десятилетнюю историю. За рубежом освоен промышленный выпуск оптических волокон и кабелей, успешно действуют опытные линии связи, разработан ряд проектов по использованию оптических кабелей в аэрокосмических и судовых системах связи. В СССР пока отсутствует промышленное производство оптических волокон, что сильно задерживает общие темпы работ по разработке данных систем связи. До 1977 г. работы проводились на базе жгутовых оптических волокон (из 7 и 19 оптических волокон диаметром 90 мкм из натриевоборосиликатного стекла). На базе этих волокон были разработаны конструкции макетных образцов кабелей. Появление кварцевых моноволокон привело к быстрому вытеснению более дорогих жгутов, имевших худшие оптические характеристики. В основу разрабатываемых конструкций оптиче-

ских кабелей для серийного производства были взяты кварцевые оптические моноволокна с диаметром сердечника 60 мкм и светоотражающей оболочки 150 мкм во фторорганическом лаковом покрытии. Испытания волокон показали, что они не способны выдерживать механические нагрузки, возникающие на узлах технологической линии по изготовлению кабелей (при наложении полимерных оболочек, скрутке, перемотке). Были опробованы варианты упрочнения оптических волокон методом плотного наложения защитной оболочки из полимерных материалов (полиэтилена, поливинилхлоридного пластиката, фторопласта). При испытаниях упрочненных волокон было отмечено, что их стойкость к радиальным механическим нагрузкам возросла на порядок, прочность в осевом направлении возросла до значения порядка 10 Н и выше (для оболочки диаметром до 2 мм). Однако коэффициент затухания в оптических волокнах в результате технологической операции по наложению оболочки резко увеличился (в 3—4 раза). Исследования показали, что в основе этого явления лежит появление механических деформаций в волокнах (макро- и микроизгибов), связанных с усадкой материала защитной полимерной оболочки, коэффициент термического расширения которого на 2 порядка выше, чем у стекловолокна. Механические напряжения, возникающие при усадке материала оболочки, вызывают усилия, которые компенсируются упругими напряжениями волокна и оболочки. Это ведет к изгибу волокна с радиусом, который можно рассчитать по известной формуле:

$$R = \frac{4e^2[(E_1 - E_2)(B-1)^2 + E_2 R_2^2 B^2/R_1^2] + (E_1 - E_2) R_1^2 + E_2 R_2^4/R_1^2}{4e\varepsilon[E_2(1-A) + E_1 A]} \qquad (1)$$

где $$A = E_2(R_2^2 - R_1)^2/[E_1 R_1^2 + E_2(R_2^2 - R_1^2)];$$

$$B = (E_1 - E_2)/[E_2 R_2^2 + R_1^2(E_1 - E_2)]$$

ε — относительная усадка оболочки;

e — эксцентричность волокна (расстояние между осями волокна и оболочки);

E_1, E_2 — модули упругости волокна и оболочки, соответственно;

R_1, R_2 — радиусы волокна и оболочки, соответственно.

Оптические потери в волокнах обратно пропорциональны радиусу изгиба и в основном определяются наличием эксцентричности волокна в оболочке в сочетании с нестабильностью диаметра защитной оболочки. Расчетами установлено, что для достижения минимальных потерь эксцентриситет не должен превышать 0,1 мм. Эксперименты показали, что на имеющемся кабельном оборудовании такой точности достичь нельзя. Для плотного наложения защитной оболочки требуется специальное технологическое оборудование.

Опыты со свободным наложением (с воздушным зазором) покрытия дали лучшие результаты по оптико-механическим характеристикам. Механическая прочность покрытых волокон была не хуже, чем при плотном наложении оболочки, а прирост коэффициента затухания в оптических волокнах был минимальным. Однако при длительном хранении покрытых волокон и кабелей светопропускные характеристики волокон резко ухудшались, что связано с релаксационной усадкой полимерной оболочки, особенно ярко выраженной для полиэтилена высокого давления. Оптические волокна получали избыточный запас по длине, что неизбежно приводило к возникновению в них механических на-

пряжений и микроизгибов. Как показали исследования, наибольшие деформации волокон возникали в местах их соприкосновения с дефектами волокон и неоднородностями на внутренней поверхности защитной оболочки. Находясь в скрученном состоянии на барабане и имея внутренние напряжения, оптическое волокно в трубчатой оболочке длиной 50—300 м обычно разрушалось в течение 1 месяца в зоне наибольшей концентрации напряжения из-за коррозии материала волокна под напряжением. Попытки регулирования степеней избыточной длины волокон при наложении трубчатой оболочки и термостабилизации оболочки на имеющемся неспециализированном кабельном оборудовании успеха не принесли.

С появлением оптических волокон с полиамидным защитным покрытием, обладающих улучшенными механическими характеристиками, расширились возможности регулирования технологических режимов, однако при этом возникла проблема тепловой защиты волокон. В условиях наложения полимерных материалов экструзионным способом при изготовлении кабелей оптические волокна подвержены резким перепадам температур от 20 до 180°С. Как показали исследования и практические измерения, в этих условиях возможно возникновение микроизгибов в оптических волокнах, во-первых, при релаксационной усадке полиамидного покрытия за счет освобождения от напряжений, возникших при его наложении на волокно, и, во-вторых, при охлаждении наложенной второй оболочки в ванне охлаждения. При исследованиях механизма взаимодействия оптического волокна с полиамидным покрытием было установлено, что в условиях нагрева из-за большой разности термических коэффициентов расширения в оптическом волокне возникают напряжения сжатия, а в полиамидном покрытии — напряжения растяжения. В некоторый критический момент при возрастании температуры оптическое волокно теряет устойчивость и меняет свое положение относительно оболочки. Охлаждение кабеля в охлаждающей ванне приводит к закреплению деформированного состояния волокна и способствует возникновению в волокнах дополнительных механических напряжений. Если полиамидные покрытия волокон первоначально имели эксцентричность и нестабильность размеров, то процессы искажения формы волокон были еще более выраженными. При свободном наложении защитной оболочки на волокнах с полиамидным покрытием по тем же технологическим режимам, что и для волокон с лаковым покрытием, были получены худшие результаты. Прирост коэффициента затухания в результате наложения второй оболочки достигал 10 дБ/км.

Выход был найден путем создания между оптическими волокнами и защитной оболочкой демпфирующей теплозащитной прослойки из хлопчатобумажных нитей с одновременным введением под оболочку упрочняющих элементов из высокомодульных синтетических нитей марки СВМ. Регулировкой степени вытяжки материала защитной оболочки и натяжения оптических волокон и упрочняющих элементов удалось получить оптимальный режим изготовления оптических модульных элементов с защитной фторопластовой оболочкой.

Полученные модульные элементы легли в основу конструкций одно- и многоволоконных оптических кабелей. В многоволоконных конструкциях кабелей использовалась повивная скрутка оптических модулей и заполняющих кордельных элементов вокруг центрального силового элемента с упрочняющими нитями СВМ.

В 1980—1981 гг. были разработаны конструкции и технология изготовления одно-, двух-, четырех-, шести- и восьмиволоконных оптических кабелей. На неспециализированном оборудовании кабельных заводов

изготовлена опытная партия оптических кабелей длиной 100 км (в одноволоконном исчислении). Результаты расширенных испытаний опытных образцов кабелей приведены в таблице.

Параметры	Марка кабеля				
	ОК-1	ОК-2	ОК-4	ОК-6	ОК-8
Коэффициент затухания ($\lambda=0{,}85$ мкм) дБ/км	5—25	5—25	5—30	5—30	5—30
Диаметр кабеля, мм	3,5	5,0	10	11	12
Строительная длина, м	300—700	100—500	50—300	50—300	50—100
Допустимое растягивающее усилие, Н	50	100	150	490	490
Минимальный радиус изгиба, мм .	10	10	20	22	24
Допустимое число изгибов на $\pm 90°$ вокруг цилиндра с минимальным радиусом изгиба	1000	1000	1500	1500	1000
Морозостойкость, °С	—60	—60	—60	—60	—60
Теплостойкость, °С	+85	+70	+70	+70	+70

Образцы кабелей выдержали воздействие:

вибрационных нагрузок в диапазоне частот 10—600 Гц с ускорением до 98 м/с^2;

линейных центробежных нагрузок с ускорением до 98 м/с^2;

многократных ударных нагрузок с ускорением до 392 м/с^2;

одиночных ударных нагрузок с ускорением до 4900 м/с^2;

влажного воздуха с относительной влажностью 95% при 40°С;

пониженного атмосферного давления до 666 Па (5 мм рт. ст.);

соляного тумана.

В 1982—85 годах планируется провести разработки оптических кабелей с улучшенными оптико-механическими характеристиками на базе градиентных кварцевых и ступенчатых кварц-полимерных оптических волокон с коэффициентом затухания 3—10 дБ/км для применения в городских телефонных системах, ЭВМ и АСУТП.

ЛИТЕРАТУРА

1. Miller S. Overview of Telecommunications via Optical Fibers. — Proceedings of the IEEE, 1980, v. 68, N 10, p. 1173—1174.

2. Hillerich B. Influence of Jacketing on the Transmission Loss of Low-Loss Optical Fibers. — Proceedings of the 26-th International Wire and Cable Symposium, November 15—17, 1977, Cherry Hill, New Lersey, p. 367—372.

3. Jackson L. Optical Fibre Packaging in Loose Fitting Tubes of Orientated Polymer. — Optial and Quantum Electronics, 1977, v. 9, N 6, p. 493—498.

Статья поступила в марте 1983 года

УДК 519.68 : 65.012.2

Л. Б. Фролов, Т. А. Канцырева, И. Я. Волкова

ПРИМЕНЕНИЕ ЭВМ ДЛЯ АНАЛИЗА СТРУКТУРНЫХ ИЗМЕНЕНИЙ ПРОДУКЦИИ В ПРОИЗВОДСТВЕННОЙ ПРОГРАММЕ ПРЕДПРИЯТИЯ

Рассматривается алгоритм реализации на ЕС ЭВМ задачи анализа структурных изменений продукции по трудоемкости. Даны основные соотношения для расчетов индексов структурных сдвигов изделий. Приведены программные решения, позволяющие проводить логический контроль входной информации, а следовательно повышать достоверность расчетов.

Динамический характер современного промышленного производства усиливает влияние структурных изменений продукции на основные технико-экономические показатели. В условиях многономенклатурного производства при формировании программы выпуска предприятия важную роль играет оценка влияния того или иного варианта номенклатурного плана на показатели роста производительности труда. Особое значение приобретает оценка структурных изменений при внедрении в производство новой продукции, что всегда для предприятия связано с техническими, экономическими и организационными трудностями, вытекающими из необходимости перестройки производства в той или иной степени. Известно, что повышенная трудоемкость изделий в период освоения и первых лет серийного выпуска приводит к снижению темпов роста ряда технико-экономических показателей, в том числе и фондообразующих, влияющих на размер фондов материального поощрения.

Для руководства и плановых служб предприятия необходим в этих условиях инструмент оценки тех или иных плановых решений по составу и объемам внедрения новой техники с точки зрения их влияния на показатели роста производительности труда и объемов производства. Наличие такого инструмента позволяет дать оценку технической подготовки производства к выпуску новой продукции с точки зрения затрат на ее производство, а также обосновать планируемые показатели роста производительности труда для принятия производственной программы.

Для оценки влияния изменений в структуре производственной программы предприятия на темпы роста выработки применяется индекс структурного сдвига по трудоемкости (r):

$$r = \left(\frac{B_п / T_п (б)}{B_б / T_б} - 1 \right) 100\%,$$

где $B_п$, $B_б$ — объем продукции в плановом и базовом году, соответственно;

$T_{п(б)}$ — трудоемкость производственной программы планового года в среднегодовых нормах базового года;

$T_б$ — трудоемкость производственной программы базового года в среднегодовых нормах базового года.

Задача анализа структурных изменений в производственной программе предприятия сводится к определению конкретных изделий, имеющих наибольшее влияние на показатель r, и оценке степени этого влияния. Для этого используется индекс структурного сдвига изделия (r_j), который производит оценку роли каждого изделия в изменениях темпов роста выработки предприятия:

$$r_j = \left(\frac{C_j / T_j}{B_б / T_б} - 1 \right) (\varphi_п^j (б) - \varphi_б^j),$$

где C_j — плановая цена единицы изделия;

T_j — среднегодовая трудоемкость изготовления единицы изделия в базовом году;

— удельный вес изделия в трудоемкости годовой программы планового года, рассчитанной по нормам базового года;

$\varphi_{б}^{j}$ — удельный вес изделия в трудоемкости годовой программы базового года.

$$\varphi_{n\,(б)}^{j} = \frac{N_n^j T_j}{T_{n\,(б)}} 100\%;$$

$$\varphi_{б}^{j} = \frac{N_б^j T_j}{T_б} = 100\%,$$

где N_n^j, $N_б^j$ — количество единиц изделия в программе выпуска в плановом и базовом году соответственно.

Для продукции, представляемой в проекте плана в стоимостном выражении, индекс структурного сдвига (r_j^c) определяется по соотношению:

$$r_j^c = \left(\frac{1000/T_{jб}^c}{B_б/T_б} - 1 \right) (\varphi_n^{j\,c}(б) - \varphi_б^{j\,c}).$$

Удельный вес такой продукции в плановом и базовом году находится из соотношений:

$$\varphi_{n\,(б)}^{j\,c} = \frac{T_{j\,б}^c B_{jn}^c}{T_{n\,(б)}} 100\%;$$

$$\varphi_б^{jc} = \frac{T_{j\,б}^c B_{j\,б}^c}{T_б} 100\%,$$

где B_{jn}^c, $B_{jб}^c$ — объемы продукции, представленной в проекте плана в стоимостном выражении (в тыс. руб.) в плановом и базовом году, соответственно;

$T_{jб}^c$ — трудоемкость продукции в базовом году..

Для новой продукции или той, которая не выпускалась в базовом году, индекс структурного сдвига ($r_j^н$) находится из соотношения:

$$r_j^н = \left(\frac{C_j^н/T_j^н}{B_б/T_б} - 1 \right) \varphi^{j\,н}$$

где $C_j^н$ — цена единицы нового изделия;

$T_j^н$ — среднегодовая трудоемкость единицы нового изделия в плановом году.

Удельный вес нового изделия в программе выпуска планового года ($\varphi^{jн}$) находится из соотношения:

$$\varphi^{j\,н} = \frac{N_н^j T_j^н}{T_{n\,(б)}}$$

где $N_н^j$ — количество единиц нового изделия в производственной программе.

Для изделий, снимаемых с производства в плановом году, индекс структурного сдвига (r_j^y) находится по формуле

$$r_j^y = \left(1 - \frac{C_j^y/T_j^y}{B_б/T_б} \right) \varphi_б^{jy},$$

где C_j^y — стоимость единицы изделия, снимаемого с производства в плановом году;

$Ту_j$ — трудоемкость изготовления этого изделия в базовом году;

$\varphi_б^{jу}$ — удельный вес этого изделия в производственной программе базового года.

Индексы структурных сдвигов изделий (r_j) связаны с индексом структурных изменений производственной программы (r) соотношением:

$$r = \Sigma r_j .$$

Это соотношение используется для проверки правильности расчетов индексов структурных сдвигов изделий.

В условиях многономенклатурного производства при рассмотрении каждого варианта производственной программы трудоемкость расчетов индексов структурных сдвигов значительно повышается, что делает целесообразным использование современной вычислительной техники.

Применение ЭВМ позволяет проводить расчет структурных изменений продукции и анализ влияния этих изменений на рост производительности труда после каждого внесения изменений в планируемую номенклатуру продукции предприятия, что очень важно в условиях многоэтапной технологии формирования плана производства предприятия.

В качестве исходной информации для расчета используется сводный массив проекта плана производства продукции, формируемый на машинных носителях в процессе решения задач в отраслевой автоматизированной системе плановых расчетов.

Анализ структурных изменений продукции планируемого года по отношению к базовому году осуществляется на этапе формирования проекта плана. Расчет позволяет оценить рассматриваемый вариант плана с точки зрения влияния отдельных изделий на показатели роста производительности труда и объемов производства.

Для реализации рассматриваемой задачи был разработан алгоритм ее решения на ЕС ЭВМ. Блок-схема программы приведена на рис. 1.

Перед началом расчетов индексов структурных сдвигов осуществляется логический контроль входной информации (массива *SVODM*) на наличие в нем всех необходимых для дальнейшего анализа показателей. Таблицы решений (ТР) программы *ANALYS*, осуществляющей этот контроль, приведены на рис. 2. В таблицах приняты следующие обозначения: Y — ДА; *N* — НЕТ; «—» (тире) — НЕСУЩЕСТВЕННО; X — действие, стоящее в соответствующей строке, подлежит выполнению; R_j — порядковый номер правила; E — ИНАЧЕ (означает, что если ни одна из описанных в правилах $R1$—R_n ситуаций не имеет места, то должно выполняться специальное действие, отмеченное в столбце E (ИНАЧЕ), без выполнения дальнейших проверок). Правый верхний квадрант таблиц является матрицей условий, правый нижний — матрицей действий; векторы $S = (\varepsilon 1, \varepsilon 2, \ldots, \varepsilon_n)$ с $\varepsilon_j = Y$ или *N* называются ситуациями [1].

В результате логического контроля исходного массива в нем выявляются записи, в которых отсутствует хотя бы один требуемый для расчетов показатель. Отсеянные записи выделяются в отдельный набор данных *STRERR*. Каждой такой записи присваивается код ошибки, отражающий причину, по которой данное изделие не может участвовать в анализе структурных изменений продукции. Коды ошибок имеют следующие значения:

1 — запись не включается в расчет из-за ограничения по стоимости. Порог стоимости передается программе *ANALYS* через заданный параметр;

2 — запись имеет нулевые количественные и стоимостные показатели;
3 — трудоемкость плановая и базовая нулевые;
5 — при расчетах по стоимости неправильно проставлены базовые реквизиты;
6 — при расчете по стоимостным показателям неправильно проставлены плановые реквизиты;
7 — при расчете по количественным показателям цена равна нулю;
8 — при расчете по количественным показателям неправильно проставлены базовые реквизиты;
9 — при расчете по количественным показателям неправильно проставлены плановые реквизиты.

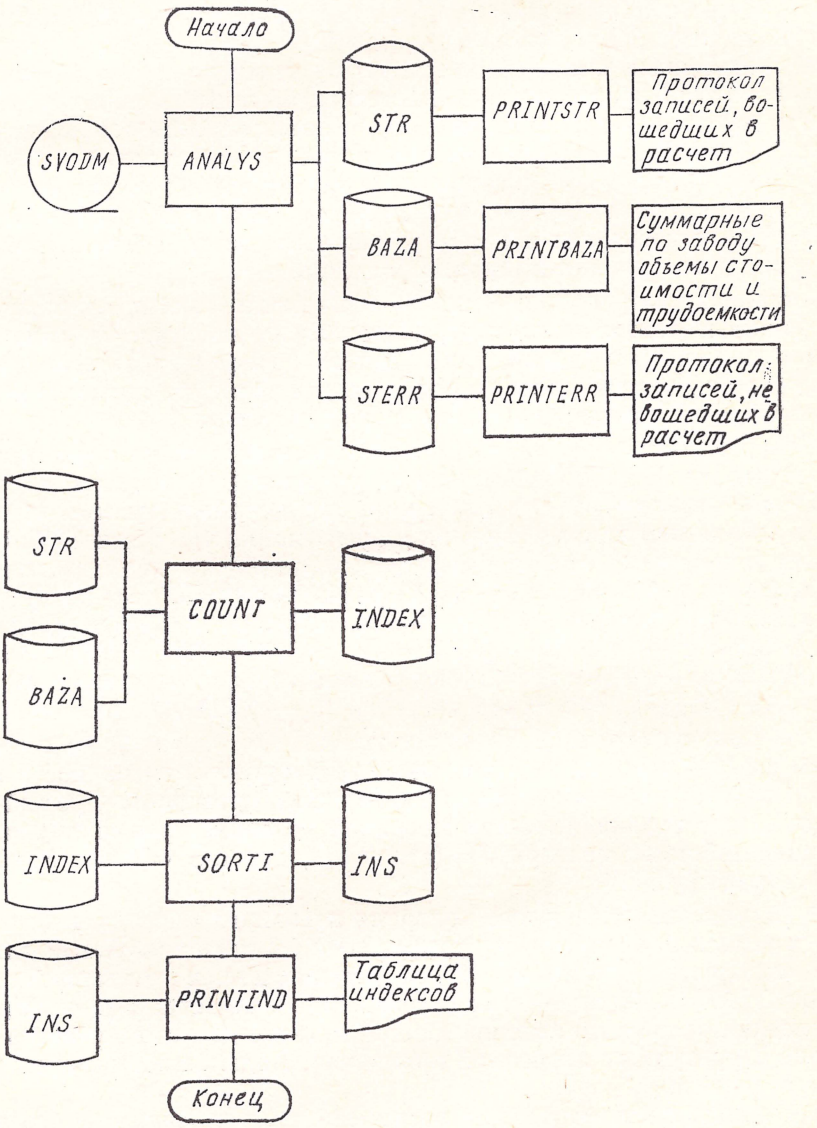
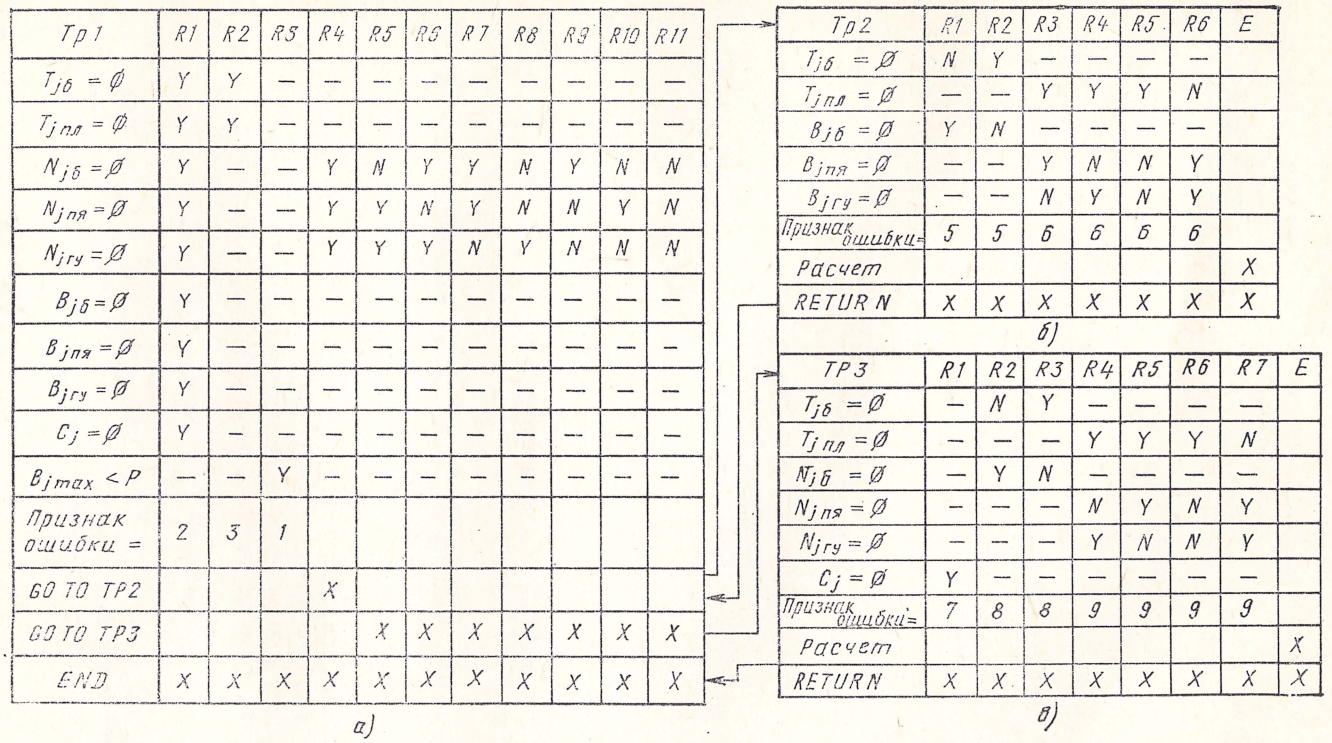


Рис. 1. Блок — алгоритма задачи



Тр1	R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8	R9	R10	R11
$T_{jб} = \emptyset$	Y	Y	—	—	—	—	—	—	—	—	—
$T_{jпл} = \emptyset$	Y	Y	—	—	—	—	—	—	—	—	—
$N_{jб} = \emptyset$	Y	—	—	Y	N	Y	Y	N	Y	N	N
$N_{jпя} = \emptyset$	Y	—	—	Y	Y	N	Y	N	N	Y	N
$N_{jгу} = \emptyset$	Y	—	—	Y	Y	Y	N	Y	N	N	N
$B_{jб} = \emptyset$	Y	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
$B_{jпя} = \emptyset$	Y	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
$B_{jгу} = \emptyset$	Y	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
$C_j = \emptyset$	Y	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
$B_{jmax} < P$	—	—	Y	—	—	—	—	—	—	—	—
Признак ошибки =	2	3	1								
GO TO TP2				X							
GO TO TP3					X	X	X	X	X	X	X
END	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X

а)

Тр2	R1	R2	R3	R4	R5	R6	E
$T_{jб} = \emptyset$	N	Y	—	—	—	—	
$T_{jпл} = \emptyset$	—	—	Y	Y	Y	N	
$B_{jб} = \emptyset$	Y	N	—	—	—	—	
$B_{jпя} = \emptyset$	—	—	Y	N	N	Y	
$B_{jгу} = \emptyset$	—	—	N	Y	N	Y	
Признак ошибки =	5	5	6	6	6	6	
Расчет							X
RETURN	X	X	X	X	X	X	X

б)

TP3	R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	E
$T_{jб} = \emptyset$	—	N	Y	—	—	—	—	
$T_{jпл} = \emptyset$	—	—	—	Y	Y	Y	N	
$N_{jб} = \emptyset$	—	Y	N	—	—	—	—	
$N_{jпя} = \emptyset$	—	—	—	N	Y	N	Y	
$N_{jгу} = \emptyset$	—	—	—	Y	N	N	Y	
$C_j = \emptyset$	Y	—	—	—	—	—	—	
Признак ошибки =	7	8	8	9	9	9	9	
Расчет								X
RETURN	X	X	X	X	X	X	X	X

в)

Рис. 2. Таблицы решений, отражающие логический контроль входной информации в программе:
а — выявление информационных записей и определение видов расчетов; *б* — расчет по стоимости; *в* — расчет по количеству

В программе *ANALYS* определяются также виды расчетов: по стоимостным или по количественным показателям. С целью сокращения расчетов предусматривается возможность изменения числа рассматриваемых изделий путем исключения тех из них, которые имеют незначительные по стоимости объемы выпуска.

В качестве стоимостных показателей берется стоимость продукции в тыс. руб., выраженная в действующих ценах.

За цифры текущего года принимается ожидаемое выполнение или же, если этот показатель еще не определен к рассматриваемому моменту, план текущего года.

Показатели планового года рассматриваются в двух аспектах: предложения предприятия (ПЯ) и предложения главного управления (ГУ). Дальнейшие расчеты выполняются отдельно либо по предложениям ПЯ, либо по предложениям ГУ. Результаты дают возможность сопоставить структурные изменения продукции предприятия, вытекающие из цифр, предложенных ПЯ и цифр, предложенных ГУ.

Итогом работы программы *ANALYS* являются три набора данных, каждый из которых может быть распечатан по желанию пользователя:

— первый набор содержит суммарные по предприятию объемы трудоемкости и стоимости;

— второй набор содержит записи, прошедшие логический контроль;

— третий набор содержит отсеянные из расчета записи с кодами ошибок.

Выходными данными является также удельный вес изделий, вошедших в расчет по номенклатуре и по стоимости.

Расчет индексов структурных сдвигов по изделиям производится в программе *COUNT*. Перед программой печати *PRINTIND* рабочий файл *INDEX* сортируется по ключу: номер подотрасли, номер предприятия, модуль индекса структурного сдвига.

Кроме печати выходной формы, содержащей рассчитываемые в задаче параметры по отдельным изделиям и по предприятию в целом, предусматривается возможность формирования и печати гистограммы распределения индексов структурных сдвигов изделий, которая позволяет в графическом виде представить интегральную картину всего поля индексов.

Ранжирование изделий по абсолютной величине индексов структурного сдвига позволяет вывести на печать в первую очередь изделия, оказывающие наибольшее влияние на показатель структурных изменений продукции. Практика показывает, что таких изделий сравнительно немного даже в условиях многономенклатурного производства. Алгоритм расчета предусматривает возможность не выводить на печать значения индексов меньше заданного порога (например, 0,5%).

Таким образом, обеспечиваются просмотр и расчеты по всем изделиям плана, а для анализа пользователю выдается по соответствующей форме характеристика лишь тех из них, которые оказывают наибольшее влияние на темпы роста выработки и, соответственно, объемов производства. Это не только значительно облегчает проведение анализа, но и дает возможность повышения его качества, так как по небольшому кругу изделий легче проверяется достоверность исходной информации.

ЛИТЕРАТУРА

Введение в технику работы с таблицами решений. Пер. с нем. под ред. Поспелова Д. А. — М.: Энергия, 1979.

Статья поступила в феврале 1983 года

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА

УДК 621.373.826 : 621.396

С. Н. Деревянко, А. С.Малаховский

МОДУЛЬНАЯ МИКРО-ЭВМ ДЛЯ АВСК ПО

Рассматриваются вопросы разработки и применения модульной микро-ЭВМ для АВСК ПО. Приводятся функциональные схемы базового набора модулей микро-ЭВМ.

Применение микропроцессоров в АВСК существенно улучшает их эксплуатационные характеристики (надежность, потребляемую энергию, габариты, массу и стоимость), а также дает возможность реализовать весьма сложные алгоритмы управления и цифровой обработки речевого сигнала, которые невозможно было реализовать другим способом.

Микропроцессор представляет собой цифровое устройство в виде одной или нескольких БИС, которые вместе с ОЗУ, ПЗУ и другими интегральными схемами, обеспечивающими его работу и сопряжение с внешними устройствами, составляют микропроцессорный набор или комплект (МПК), на основе которого можно разработать микро-ЭВМ [1].

В настоящее время промышленностью выпускается целый ряд микропроцессоров и микропроцессорных комплектов: однокристалльные серий К536, К580, К586; микропроцессорные микропрограммируемые серий К581, К582, К584, К585, К587, К588, К589 [2].

Выбор МПК представляет собой сложный итерационный процесс, основным критерием которого является обеспечение наименьшей стоимости АВСК при выполнении всех требований технического задания. В результате проведенного анализа в качестве базового был выбран МПК серии 580, который имеет следующие преимущества:

— законченность и ясность внутренней структуры;

— высокое быстродействие;

— мощную систему команд;

— большое количество перифирийных и интерфейсных схем, обеспечивающих простоту типовой структуры микро-ЭВМ;

— совместимость с широко распространенными ТТЛ-микросхемами серий 133, 134;

— наличие матобеспечения и системы отладки.

На основе этого МПК серийно выпускается встраиваемый микроконтроллер МК-01 и система отладки СО-01.

Технические требования к микро-ЭВМ на основе анализа техническиих заданий на разработку конкретных АВСК приведены в табл. 1.

Данные таблицы показывают, что микроконтроллер МК-01 в исходном варианте не подходит ни для одной из АВСК.

Таблица 1

Параметр	АВСК-1	АВСК-2	АВСК	Базовый МК-1
1	2	3	4	5
Время выполнения операции типа регистр-регистр, мкс . . .	2	2	2	2
Объем памяти, К:				
ОЗУ	1	2	6	2
ПЗУ	2,5	8	18	6
Налиие интерфейсов:				
параллельные	1(24)	2(24)	9(24)	1(24)
последовательные . . .	1	2	3	—

При доработке МК-01 (замена одной платы ПЗУ на плату последовательного интерфейса) возможно его использование в АВСК-1. Кроме того, для АВСК-1 требуется, чтобы габариты микро-ЭВМ были минимальны, а габариты МК-01 довольно велики (210×90×140 мм). Поэтому было принято решение о разработке микро-ЭВМ, которую можно применить в этих АВСК, причем микро-ЭВМ была разбита на функционально-законченные модули, реализованные на двусторонней печатной плате размером 140×80 и высотой не более 12 мм (с разъемом). Это позволило получить как наименьшие габариты микро-ЭВМ (в АВСК-1), так и большую функциональную точность (в АВСК-3).

Рассмотрим полученную структуру микро-ЭВМ. На основании требований к микро-ЭВМ по всем трем АВСК было принято решение реализовать следующие модули, исходя из возможности их размещения на одной плате размером 140×80:

— модуль процессора;
— модуль памяти I (ОЗУ-1К/ПЗУ-3К);
— модуль памяти II (ПЗУ-4К);
— модуль памяти III (ОЗУ-2К);
— модуль параллельного интерфейса I (устанавливаются 2 интерфейса 580ВВ55);
— модуль параллельно-последовательного интерфейса II (устанавливается 1 параллельный интерфейс 580ВВ55 и 1 последовательный 580ВВ51);
— модуль приоритетных прерываний.

На рис. 1 показано построение микро-ЭВМ для каждой из разрабатываемых АВСК.

Энергетические параметры каждого типа модулей приведены в табл. 2.

Используя рис. 1 и данные табл. 2, можем оценить габариты, занимаемые микро-ЭВМ для каждого из вариантов (считая, что платы установлены с шагом 15 мм), и потребляемую мощность (табл. 3).

Исходя из полученных данных, введем коэффициент качества применения микро-ЭВМ:

$$K = \frac{1}{n}\sum \alpha_i \frac{A_{i\,р}}{A_{i\,б}} + \frac{1}{m}\sum \beta_j \frac{B_{j\,б}}{B_{j\,р}}$$

где $A_{iр}$, $A_{iб}$ — сравниваемые «положительные» параметры микро-ЭВМ;

$B_{jб}$, $B_{jр}$ — сравниваемые «отрицательные» параметры»;

α_i, β_j — весовые коэффициенты «важности» параметров, причем $\Sigma\alpha_i = n$; $\Sigma\beta_j = m$.

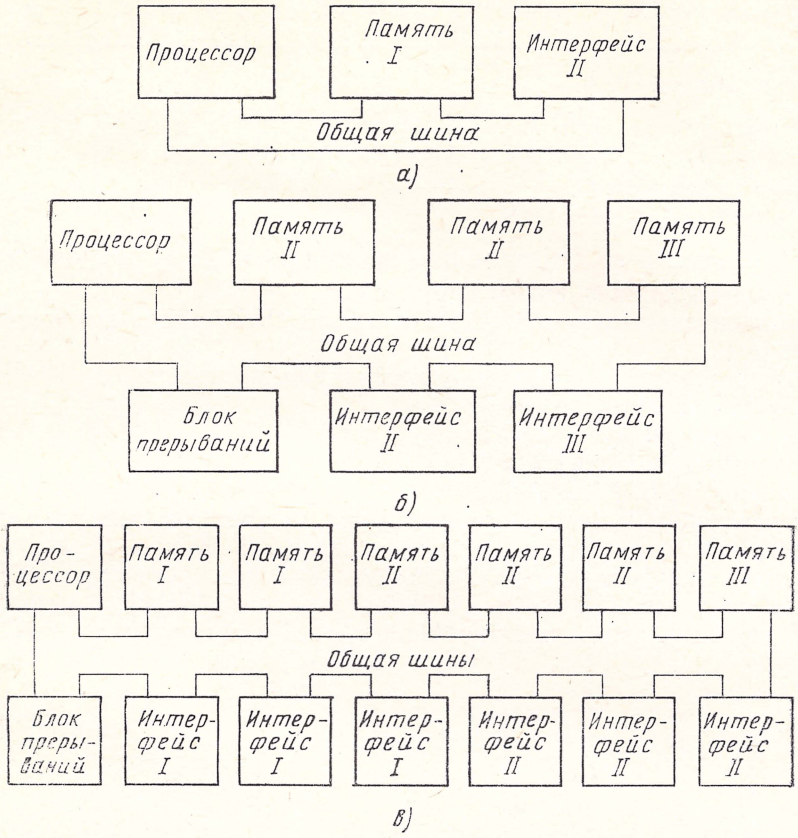


Рис. 1. Структурная схема микро-ЭВМ для:
а — АВСК-1; *б* — АВСК-2; *в* — АВСК-3

Таблица 2

Наименование модуля	Напряжение питания, В		Ток потребления, А		Мощность, Вт
	E_1	E_2	E_1	E_2	
1	2	3	4	5	6
Процессор	+5	+12	0,3	0,05	2,1
Память I	+5	—	0,4	—	2
Память II	+5	—	0,4	—	2
Память III	+5	—	0,4	—	2
Интерфейс I . . .	+5	—	0,3	—	1,5
Интерфейс II . . .	+5	—	0,3	—	1,5
Приоритетные прерывания	+5	—	0,2	—	1,0

Таблица 3

Параметры микро-ЭВМ	АВСК-1	АВСК-2	АВСК-3	МК-01
Количество модулей .	3	7	14	6
Габариты, мм . . .	140×80×40	140×80×100	140×80×205	210×91×140
Объем, см³	448	1120	2296	2646
Мощность потребления, Вт	5,6	12,1	24,1	11,2

В данном случае для простоты примем $\alpha_i = \beta_j = 1$ и сравнения будем проводить по следующим параметрам:

«положительные» — объем ПЗУ, объем ОЗУ, общее количество интерфейсов;

«отрицательные» — объем, потребляемая мощность.

Проведя расчеты, получим:

для микро-ЭВМ АВСК-1 К=4,95;

для микро-ЭВМ АВСК-2 К=3,75;

для микро-ЭВМ АВСК-3 К=6,8.

Таким образом, можно сделать вывод, что разрабатываемая микро-ЭВМ эффективнее для применения в данных АВСК в 4—7 раз.

Модуль процессора (рис. 2) содержит микропроцессор 580ВМ80, формирователи шин данных (ФШД), адреса (ФША), управления (ФШУ), а также схемы тактирования, сброса и синхронизации (СТСС).

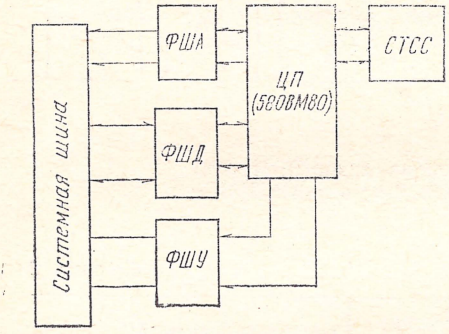


Рис. 2. Модуль процессора

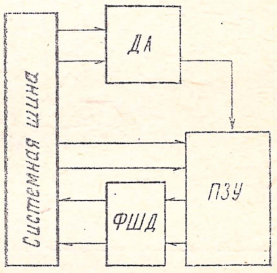


Рис. 3. Модуль памяти ПЗУ-4К

В качестве формирователей используются микросхемы 585АП16, а также микросхемы серии 133. Тактовая частота стабилизирована кварцем с резонансной частотой 8 МГц, длительность такта 0,5 мкс. В схеме имеется узел автоматического сброса при включении питания, а также цепь, позволяющая осуществлять сброс от внешней схемы. Напряжение питания (—5В) для микропроцессора 580ВМ80 формируется внутренним генератором от напряжения питания +12В.

Модуль памяти ОЗУ—1К/ПЗУ-3К (рис. 3) содержит 6 микросхем 556РТ5, установленных на съемных панельках (ППЗУ), и 2 корпуса корпуса 541РУ2 (ОЗУ). Младшие 9 разрядов шины адреса для ПЗУ (10 разрядов — для ОЗУ) подаются непосредственно на эти микросхемы, а оставшиеся — на дешифратор адреса (ДА), собранный на микро-

схемах 133 серии. Причем для четырех старших разрядов предусмотрена установка впаиваемых перемычек, которые позволяют выбрать адрес модуля от $\varnothing\varnothing\varnothing\varnothing H$ до $F\varnothing\varnothing\varnothing H$. В качестве шинного формирования используется 585АП16.

Модуль памяти ПЗУ 4 К (рис. 4) содержит 8 корпусов ППЗУ 556РТ5 установленных на съемных панельках. Младшие 9 разрядов шины адреса подаются на микросхемы, оставшиеся — на ДА, причем 4 старших разряда заведены на впаиваемые перемычки, которые позволяют установить адрес модуля от $\varnothing\varnothing\varnothing\varnothing H$ до $F\varnothing\varnothing\varnothing H$. В качестве шинного формирователя используется 585АП16.

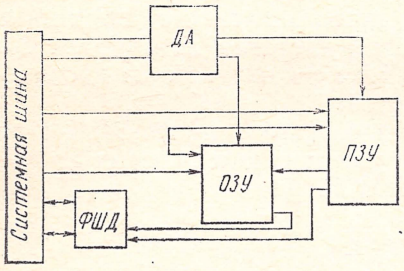


Рис. 4. Модуль памяти ОЗУ-1К/ПЗУ-3К

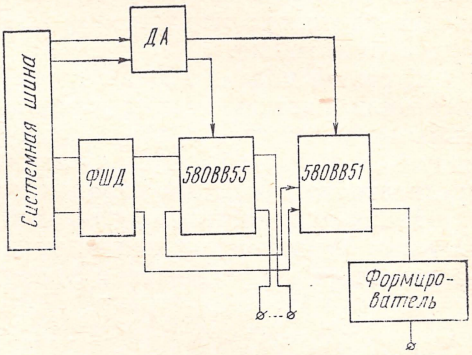


Рис. 5. Модуль параллельно-последовательного интерфейса

Модуль памяти ОЗУ 2К организован аналогично модулям ОЗУ-1К/ПЗУ-3К и ПЗУ-4К. Отличается тем, что 5 старших разрядов заведены на впаиваемые перемычки, что позволяет выставлять адрес с шагом 2К. В качестве запоминающих элементов использованы 541РУ2.

Модуль параллельно-последовательного интерфейса (рис. 5) содержит параллельный интерфейс 580ВВ55 с 24 программируемыми входами/выходами с третьим состоянием. В зависимости от управляющих сигналов могут быть следующие комбинации входов/выходов: 24 входа; 24 выхода; 8 входов и 16 выходов; 16 входов и 8 выходов; 12 входов и 12 выходов. Все они могут работать как в синхронном, так и в асинхронном режиме в зависимости от программы.

На модуле установлен также последовательный интерфейс 580ВВ51, который имеет один последовательный вход/выход. Этот интерфейс в зависимости от программы может работать в следующих режимах:

— асинхронный последовательный прием;
— асинхронная последовательная передача;
— синхронный последовательный прием;
— синхронная последовательная передача;
— прием/передача по синхросимволу.

В каждом из этих режимов информация может передаваться со скоростью от 200 бит/с до 64 кбит/с в формате от 5 до 8 бит в слове.

Адресный дешифратор позволяет устанавливать с помощью впаиваемых перемычек адрес модуля от 0 до 248 с шагом 8. В качестве шинного формирователя используется 585АП16.

Модуль параллельного интерфейса отличается от параллельно-после-

довательного тем, что вместо 580ВВ51 установлен второй 580ВВ55, что позволяет иметь 48 параллельных программируемых входов/выходов.

Модуль прерываний содержит микросхему приоритетных прерываний 585ИР14, которая позволяет обработать 8 прерываний, причем при одновременном поступлении обрабатываются прерывания с высшим приоритетом. Возможно также организовать 24 прерывания дополнительно с низшим приоритетом и программным поиском источника прерывания.

Кроме этих модулей, в системе предусмотрен отладочный модуль, реализованный на плате 160×140, который устанавливается на место модуля процессора при снятой верхней крышке изделия. Этот модуль предназначен для отладки микро-ЭВМ в составе изделия и проверки ее функционирования.

В состав модуля входят: процессор, элементы индикации состояния системной шины, элементы управления, позволяющие организовать режимы «сброс», «шаговый», «покомандный», «останов по адресу». Этот модуль в состав изделия, устанавливаемого на объекте, не входит и предназначен только для отладки и ремонта.

Набор описанных модулей позволяет создавать микро-ЭВМ с различными функциональными возможностями: от самых простых до предназначенных для установки в сложных АВСК.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гришин Ю. П., Казаронов Ю. М., Катиков В. М. Микропроцессоры в радиотехнических системах. — М.: Радио и связь, 1982.

2. Микропроцессорные комплекты интегральных схем: Справочник. Под ред. Васенкова А. А., Шахнова В. А. — М.: Радио и связь, 1982.

Статья поступила в феврале 1983 года

УДК 621.396 : 681.322

И. Г. Гончаров, Э. В. Кротенок, А. П. Тарасова

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МИКРОЛИНЗ ДЛЯ СОГЛАСОВАНИЯ ИЗЛУЧЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ЛАЗЕРА С ВОЛОКОННЫМ СВЕТОВОДОМ

Проводится расчет эффективности ввода излучения полупроводникового лазера в волоконный световод с помощью микролинз из халькогенидного стекла. Приводятся экспериментальные данные, показывающие преимущества предложенного способа.

При создании интегрально-оптических устройств на основе полупроводниковых лазеров важной операцией является ввод излучения в оптическую схему или волоконный световод. Несогласованность узкой и длинной прямоугольной излучающей области полупроводникового лазера с сечением круглого волокна приводит к ухудшению эффективности связи источника света с волокном, к потерям на ввод от 50% до 95% при непосредственном соединении лазера и волокна. Для повышения эффективности ввода предложено применять различные согласующие элементы: селфоки, фоконы, линзы. Лучше всего зарекомендовали себя микролинзы на торцах волокон [1—3], изготовленные методом оплавления [2] или фотолитографическим методом — путем нанесения на торец фоторезиста и последующей его обработкой [1]. Этими методами получают линзы полусферические и цилиндрические. Перечисленные спосо-

бы формирования микролинз непосредственно на торце градиентного волокна различного состава требуют хорошо отлаженной технологии оплавления для получения торца с определенным радиусом кривизны. Кроме того, существует опасность «схлопывания» окисной оболочки на стеклянной полусфере, что приводит к изменению показателя преломления и ухудшению эффективности ввода.

Повышение эффективности ввода излучения полупроводникового лазера в волоконный световод необходимо и при решении задачи ввода излучения из волокна в лазер при создании внешней обратной связи для управления частотой полупроводникового лазера. Ясно, что в этом случае необходимо обеспечить минимальный размер области фокусировки, который оказывается пропорциональным фокусному расстоянию. Если минимальный размер Гауссова пучка ρ_0 расположен перед линзой, тогда минимальная ширина пучка ρ_1 после прохода через линзу равна

$$\rho_1 = \rho_0 \frac{f \cdot Z_0}{\sqrt{1+(f/Z_0)^2}}, \qquad (1)$$

где $Z_0 = \frac{\pi \rho_0^2 n}{\lambda}$ — параметр конфокальности пучка.

При малом фокусном расстоянии $f/Z_0 < 1$ фокусировка пучка в минимальный размер оказывается пропорциональной фокусному расстоянию. Поэтому прогресс в согласовании лазера с волокном связан с возможностью использования микролинз с большим показателем преломления. Таким удобным материалом для микролинз является халькогенидное стекло As_2S_3 с показателем преломления $n \simeq 2.5$.

В описываемом эксперименте использовались плоскосферические халькогенидные линзы, которые можно было подбирать в соответствии с оптимальным радиусом, и исследовались условия, приводящие к повышению эффективности ввода.

Рассмотрим в приближении геометрической оптики влияние микролинзы на формирование излучения в плоскости, перпендикулярной плоскости p-n-перехода, где расходимость инжекционного лазера высока. В нашем случае толщина активной области в плоскости X—Y инжекционного лазера составляла 0,5 мкм и обусловливала расходимость излучения около $\sim 60°$. В другой плоскости Y—Z — ширина полосковой структуры составляла почти ~ 10 мкм.

Испускаемый источником луч будет захвачен (рис. 1), если после преломления на поверхности микролинзы он войдет в сердечник под углом, достаточным для полного внутреннего отражения на границе сердечник—волокно. Условия захвата определяются выражением:

$$|\gamma| \leqslant 90° - \arcsin \frac{n_2}{n_1}; \qquad (2)$$

$$|x| \leqslant \frac{d}{2}, \qquad (3)$$

где γ — угол между преломленным лучом и осью волоконного световода;

x — расстройка от осей волоконного световода до точки пересечения лучом торца волоконного световода;

d — диаметр сердечника.

Угол γ^1 (рис. 1) определяется из следующего выражения:

$$\gamma^1 = \arcsin\left[\frac{A+R}{R}\sin\theta\right] - \arcsin\left[\frac{A+R}{Rn_л}\sin\theta\right] - \theta; \tag{4}$$

$$x = (A+R)\frac{\sin\theta}{n_л\cos\gamma^1}, \tag{5}$$

где $n_л$ — коэффициент преломления линзы;
A — расстояние от источника;
R — радиус линзы;
θ — угол падения луча на микролинзу, который определяется из условия

$$|\theta| \leqslant \arcsin\frac{R}{A+R}. \tag{6}$$

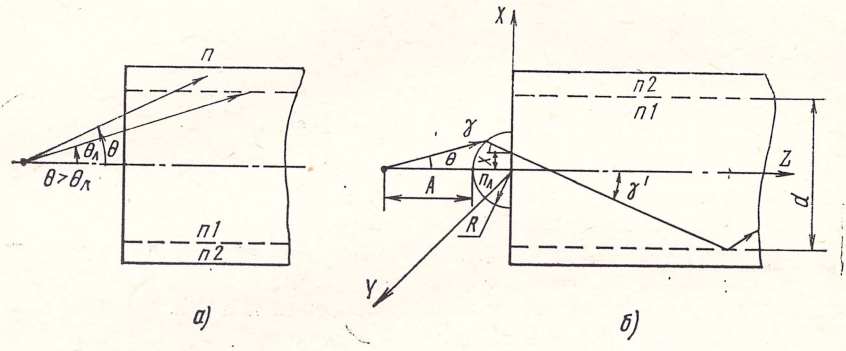


Рис. 1. Распространение оптического луча в волоконном световоде:
а — без микролинзы; *б* — с микролинзой

Преломление на границе раздела сердцевина-микролинза

$$\frac{\sin\gamma'}{\sin\gamma} = \frac{n}{n_л}. \tag{7}$$

Угол захвата ограничивается γ и x, т. е. волоконный световод с очень малым сердечником не позволяет полностью использовать собирающую силу микролинзы. Для лучшей эффективности ввода у волоконного световода радиус сердечника должен быть не меньше x_{max}, соответствующему углу

$$\gamma = \gamma_{max} = 90° - \arcsin\frac{n}{n_1}; \tag{8}$$

$$|x|_{max} = |A_{опт} + R|\frac{\sin\theta_{max}}{n_л\cos\gamma_{max}}, \tag{9}$$

где θ_{max} определяется для $\gamma = \gamma_{max}$ и R равен внешнему радиусу оболочки.

Диаметр сердечника волоконного световода с заданной апертурой и диаметром оболочки должен для максимальной эффективности ввода с микролинзой удовлетворять неравенству

$$\frac{d}{2} \geqslant \left(A_{опт} + \frac{D}{2}\right)\frac{\sin\theta_{max}}{n^л\cos\gamma_{max}}. \tag{10}$$

Величина допустимых значений θ зависит от параметров A и R, которые изменяются в значительных пределах (рис. 2 и 3).

При удалении от источника телесный угол захвата линзой будет уменьшаться, расходимость прошедшего пучка тоже будет уменьшаться и достигнет при некотором расстоянии от источника до линзы величины достаточно малой для удовлетворения условия полного внутреннего отражения на границе сердечник-оболочка. Это расстояние и будет оптимальным — $A_{опт}$. Оно меньше фокусного расстояния линзы. Чем больше числовая апертура волокна, тем больше угол полного внутреннего отражения и тем меньше $A_{опт}$.

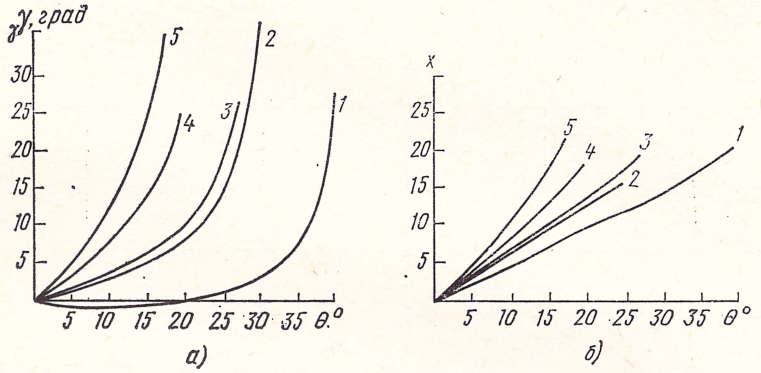


Рис. 2. Графики зависимости:
$а$ — $\gamma^1 = F(\Theta)$; $б$ — $X = F(\Theta)$:
1 — a=25 мкм; *2* — a=45 мкм; *3* — a=50 мкм; *4* — a=75 мкм;
5 — a=100 мкм (r=45 мкм, $N_л$=2,5)

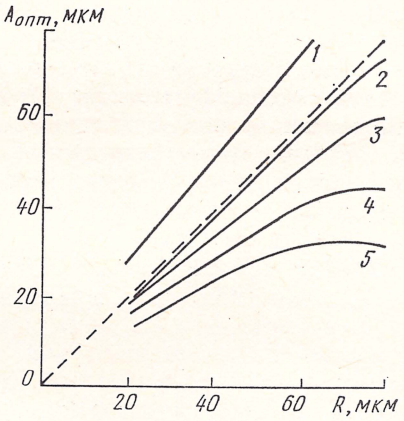


Рис. 3. Зависимость оптимального расстояния А от радиуса микролинзы для волоконного световода с различными значениями числовой апертуры NA
1 — 0,08; *2* — 0,015; *3* — 0,18; *4* — 0,24; *5* — 0,30

В табл. 1 приведены параметры волокон, определенные экспериментально. По характеристикам волоконного световода и определенным по расчетным графикам (см. рис. 2 и 3) параметрам θ_{max}, $A_{опт}$, γ_{max} рассчитывались радиусы микролинз, необходимые для обеспечения максимальной эффективности ввода излучения лазера в волокно (табл. 2). Из расчетов следует, что для обеспечения большей эффективности ввода излучения необходимы линзы с $R < \frac{d}{2}$ (технология оплавления торца волокна для получения микролинзы не позволяет получить радиус линзы меньше радиуса волокна).

Таблица 1

Наименование волокна	Диаметр светопроводящей жилы, мкм	Диаметр волокна, мкм	Числовая апертура NA	Числовая апертура с микролинзой на торце волокна	Коэффициент показателя преломления сердцевины n_1	Δn
Волокно № 1	51	160	0,26	—	1,532	0,022
Волокно № 2	60	160	0,17	0,25	1,509	0,009
Волокно № 3	1000	2000	0,25	0,5	1,52	0,02
Волекно № 4	60	150	0,35	0,22	1,54	0,04

Таблица 2

Наименование волокна	Угол захвата θ	Угол преломления γ	Радиус линзы мкм R	Эффективность ввода без линзы $K_в$, %	Эффективность ввода с микролинзой $K_{вл}$, %
Волокно № 1	15°10′	9°10′	38	2	4
Волокно № 2	9°50′	5°	45	—	40
Волокно № 3	14°30′	9°20′	740	44	56
Волохно № 4	20°10′	13°10′	44	80	60

Микролинзы из халькогенидного стекла получались плавлением в вакууме, что обеспечивало получение неокисленной поверхности линзы. Разбраковка линз по диаметру, прозрачности, отсутствию пузырьков и чистоте поверхности проводилась под микроскопом. Линзы нужного диаметра наклеивались на массивную шайбу и производилась сошлифовка одной полусферы линзы. Этот метод высокопроизводителен, так как одновременно можно с достаточной степенью точности обрабатывать до 1000 микролинз и получать линзы с различным фокусным расстоянием. Кроме того, процесс изготовления поддается автоматизации. После полировки линзы крепились на сколотый торец волокна с помощью оптического клея.

Установка собиралась на юстировочном столе, обеспечивающем перемещение по трем осям. Введение излучения инжекционного лазера в волокно и настройка на максимум введенного излучения, который обеспечивался по показаниям ФЭУ, производилось сначала в отсутствии микролинзы. Затем на торец волоконного световода наклеивалась микролинза и опять производилась настройка на максимум введенного излучения. Расчетные параметры микролинз и измеренные значения эффективности излучения инжекционного лазера в волоконный световод приведены в табл. 2. Видно, что применение непросветленных линз увеличивает эффективность ввода на 20%. При использовании же волоконных световодов с большой апертурой (0,3) можно эффективно ввести излучение и без согласующих элементов. Применение линзы при работе с высокоапертурным волокном не давало выигрыша в эффективности ввода из-за дополнительного френелевского отражения на поверхности линзы (около 18%).

Для практического осуществления эффективного ввода излучения в волокно при разработке соответствующих приспособлений следует рас-

смотреть влияние разъюстировки волоконного световода относительно оси резонатора лазера на эффективность ввода. Измерения производились по двум взаимно перпендикулярным осям. Для этого конец световода укреплялся на юстировочном столике, который обеспечивал контроль перемещений с точностью 1 мкм. По результатам измерений построены графики (рис. 4), из которых видно, что с применением микролинз чувствительность к смещениям по осям X и Y повышается незначительно. Однако учесть количественно влияние фактора смещения на эффективность ввода трудно, поскольку смещение, вообще говоря, может быть скомпенсировано поворотом.

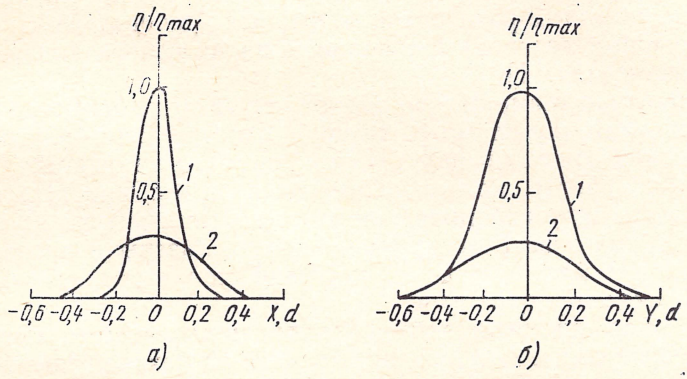


Рис. 4. Зависимость эффективности ввода излучения в волоконный световод от разъюстировки по осям:
а — x; б — y:
1 — с микролинзой; *2* — с плоским торцем

Для изучения главных параметров волоконных световодов были проведены измерения числовой апертуры волокон, изменения апертуры и эффективности ввода излучения лазера в световод при вводе излучения с помощью линзы, проведены расчеты линз для различных волокон, рассчитаны коэффициенты преломления оболочки для каждого волокна.

Результаты эксперимента показывают, что при проектировании волоконно-оптических линий связи возможно практическое использование предлагаемого способа ввода излучения в волоконные световоды.

ЛИТЕРАТУРА

1. Коган Л. Дж., Шнейдер М. В. Микролинзы для сопряжения инжекционных лазеров с оптическим волокном. ВЦП, перевод № 1564.

2. Чжен Вудхи. Оптимизация передачи мощности из лазеров на $GaAsO_3$ в волокна со сферическими торцами. — ТИИЭР, 1981, т. 69, № 3, с. 122.

3. Кувахара Х. Эффективное связывание лазеров с одномодовыми волокнами с коническими полусферическими концами. ВЦП, перевод № 81/27864.

Статья поступила в январе 1983 года

УДК 621.378.826 : 621.382

Канд. техн. наук **К. Д. Шмелев**

СТАБИЛИЗАЦИЯ ОПТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЛАЗЕРОВ

Рассматриваются основные параметры полупроводниковых лазеров. Приводятся некоторые структурные схемы устройств стабилизации интенсивности и частоты оптического излучения лазеров при старении и колебаниях температуры окружающей среды. Показываются пути увеличения срока службы и эффективности использования оптического излучения как отдельных лазеров, так и их решеток.

Современное состояние квантовой электроники характеризуется большим количеством разработок квантовых приборов (в частности, полупроводниковых лазеров) и созданием на их основе аппаратуры различного назначения [1].

Полупроводниковые лазеры имеют целый ряд характеристик, выделяющих их среди других типов лазеров: относительно большой кпд (до 40%), широкий диапазон излучающих частот, возможность их перестройки, узкий спектр, малые энергоемкость и вес, простота модуляции током накачки, широкий диапазон рабочих температур. Эти свойства позволяют использовать полупроводниковые лазеры в оптической связи, дальномерах малого радиуса действия, локаторах, системах ночного видения, системах охраны и т. п.

В полупроводниковом лазере активным элементом является кристалл полупроводника, возбуждаемый либо инжекцией носителей через p-n-переход (инжекционные лазеры), либо пучком электронов высокой энергии. Максимальная импульсная мощность излучения промышленных образцов одиночных лазерных диодов при комнатной температуре составляет 16—20 Вт при частоте следования импульсов 1—5 кГц [2], однако при увеличении температуры до 50°С выходная мощность диодов снижается почти в два раза. Собирая диоды в наборные излучатели и располагая их вплотную друг к другу, можно увеличить импульсную мощность до 1 кВт и более. Фирмы *Valtec, Optelecom* (США) выпускают решетки импульсных лазеров с частотой 1 кГц и выходной мощностью 1—11 кВт без охлаждения. Кроме того, разработаны решетки с частотой следования импульсов 10—13 кГц, мощностью 1,5 кВт с термоэлектрическим охлаждением, а также решетки мощностью 3 кВт с азотным охлаждением.

Необходимым условием для широкого практического применения лазеров является достижение большого срока службы. Определенные успехи достигнуты в повышении срока службы полупроводниковых лазеров, работающих в непрерывном режиме. Дальнейшее их совершенствование проходило по пути введения определенного процента алюминия в активный слой GaAs p-типа, а также благодаря применению полосковой конструкции. Определенные преимущества дает использование планарной полосковой структуры. При такой структуре все рабочие области лазера полностью изолированы от поверхностей кристалла, где скорость деградации наибольшая. Ток, проходящий через кристалл, а следовательно, и подводимая мощность, существенно снижаются, а области по обе стороны от активной плоскости участвуют в отводе тепла от токопроводящего участка (рис. 1). Толщина активной области лазеров этой конструкции 0,4 мкм; плотность тока 2000 А/см^2, выходная мощность 10 мВт при мощности питания 200 мВт.

Фирма *Hitachi* (Япония) провела усовершенствование ранее разработанных лазеров с двойной гетероструктурой, что позволило снизить

плотность порогового тока, поднять однородность кристалла, исключить нарушения активной области диода и, благодаря этому, увеличить ее в два-три раза, а также получить более надежный контакт с теплоотводом, улучшить технику крепления диода на теплоотводе.

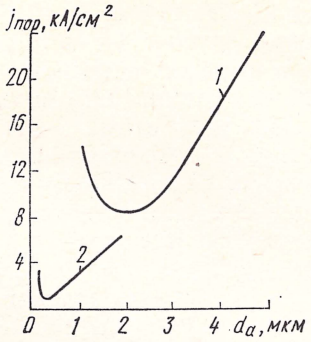


Рис. 1. Зависимость пороговой плотности тока от толщины активной области для лазеров на структурах с ограничением: *1* — односторонним; *2* — двусторонним

В работе [3] сообщается об увеличении прогнозируемого срока службы лазерных диодов на основе GaAlAs до 1 млн. ч, однако реальная наработка составляет 17—18 тыс. ч. Гарантированный срок службы диодов в настоящее время составляет 1000 ч с ухудшением характеристик излучения на 5%.

Другим важнейшим направлением в разработке полупроводниковых лазеров является увеличение их частотного диапазона. Лазеры высокой частоты, работающие в режиме коротких световых импульсов, находят применение в системах передачи информации, в том числе при передаче информации по оптическому волокну. Фирмой *Valtec* разработаны лазерные диоды с мощностью 1,5 Вт и частотой следования импульсов 1 МГц [4, 5]. Короткие световые импульсы до 1 нс и менее получены на инжекционных лазерах фирм *Tomson CSF, Harry Diamond Lab.* [2, 6] (США).

Фирмой *LDL (Valtec)* разработана лазерная решетка с волоконным интегратором и однородно светящейся областью размером 500 мкм^2, излучающая мощность 60 Вт. Решетка вмонтирована в герметичный корпус и состоит из пяти лазерных элементов с двусторонним теплоотводом, передача излучения осуществляется по световолокну длиной 10 мм и площадью 500 мкм^2. Пороговый ток генерации 18 А, скважность 0,04 при импульсном токе 75 А, накачка осуществляется импульсами длительностью 20 нс со скоростью нарастания 1 нс [2].

Перспективное направление — разработка полупроводниковых лазеров с распределенной обратной связью (РОС), позволяющей сузить линию генерации до $3 \cdot 10^{-4}$ нм.

Обычные полупроводниковые лазеры, у которых зеркалами служат отполированные торцовые поверхности, можно изготавливать только в виде дискретных приборов. Лазер с распределенной обратной связью может быть изготовлен на одной подложке с оптическими элементами. Кроме того, поскольку обычные полупроводниковые лазеры имеют высокую расходимость выходного луча (~30°), очень осложняется их использование в системах прямой направленной связи и в волоконных устройствах связи. Расходимость луча лазера на арсениде галлия с распределенной обратной связью составляет всего 0,35°, т. е. на два порядка ниже. Управляющая мощность при использовании в оптических системах прямой направленной связи также может быть уменьшена (в

100 раз). Такой лазер со встроенным модулятором позволит передавать излучение полностью поляризованным светом на несколько километров [7].

Фирмой *Hitachi* разработана тонкопленочная интегральная схема, состоящая из шести полупроводниковых лазерных диодов, работающих на различных длинах волн, и волноводов, обеспечивающих ввод излучения каждого из лазеров в один общий световод. Устройство может быть использовано в оптических системах в качестве мультиплексоров с раздельными частотными каналами, что позволит существенно увеличить плотность передаваемой информации.

Основными элементами интегральной схемы являются полупроводниковые лазеры с гетеропереходами, работающие в режиме распределенной обратной связи. Такие лазеры благодаря модовой и волновой селективности считаются перспективными источниками света для устройств мультиплексирования с разделением каналов по длине волны. Кроме того, структура этих лазеров допускает включение их в оптические интегральные схемы, состоящие из лазерных диодов и волноводов, изготавливаемых путем вытравливания меза-структуры. Стыковое соединение диода и волновода обеспечивает ввод лазерного излучения в волновод. Волноводы изогнуты таким образом, чтобы сигналы каждого из них поступали в общий волновод. Поскольку спектр выходного излучения довольно узкий, то одно оптическое волокно может пропускать несколько узкополосных каналов.

Ведутся работы по созданию оптической ИС с частотным разделением каналов. Решетка с переменным по длине периодом будет по-разному отражать излучение с различными частотами, направляя его в соответствующие волноводы, передающие это излучение отдельным фотодиодам. Демультипексор будет представлять собой кремниевую интегральную схему, включающую волноводы и фотодиоды [8].

С момента создания лазера на арсениде галлия, дающего непрерывное излучение при комнатной температуре в диапазоне длин волн 0,8—0,9 мкм, его параметры были существенно улучшены. Однако в оптических системах связи для снижения потерь в волокне и уменьшения искажений сигнала с целью увеличения расстояния между ретрансляторами целесообразно использовать полупроводниковый источник излучения в дипазоне длин волн более 1 мкм.

Разработаны лазеры на «смешанных кристаллах», состоящие из очень тонкого активного слоя GaAsSb, расположенного между слоями AlGaAs *p*- и *n*-типов, инжектирующими электроны и дырки в активный слой и обеспечивающими барьеры, которые задерживают электроны и дырки в этом слое. Различие между коэффициентами преломления этих слоев обеспечивает концентрацию лазерного излучения в активном слое. Возможность концентрации электрических зарядов и света — основная характеристика этой двойной гетероструктуры, обеспечивающая эффективную работу лазеров. Кроме того, указанные лазеры потребляют незначительную мощность и по размерам совместимы с оптическим волокном диаметром 10^{-2} см.

За рубежом ведутся работы, направленные на расширение спектрального диапазона излучения полупроводниковых лазеров. В последние годы получена генерация в спектральном интервале 3,5—30 мкм, что позволяет существенно расширить возможности ИК спектроскопии.

Перспективным направлением разработок является создание полупроводниковых лазеров, работающих в видимом диапазоне спектра. В настоящее время разработано несколько промышленных образцов этих лазеров, работающих с охлаждением. Полупроводниковые лазе-

ры в видимом диапазоне спектра могут использоваться в таких областях, как лазерная спектроскопия, ИК фотохимия, оптическая связь и др.

Фирмой *Bell* (США) создана первая оптическая интегральная схема, в которой источником излучения служит GaAs—Al_xGa_{1-x} As — лазер, использован пассивный волновод и детектор в импульсном режиме при длительности импульсов 100 нс и частоте повторения импульсов 100 Гц [9]

Таким образом, полупроводниковые лазеры представляют большой практический интерес для науки и техники. Однако основные оптические параметры лазеров (стабильность интенсивности излучения, частота и ширина полосы излучения) в значительной степени зависят как от срока службы прибора, так и температуры *p-n*-перехода полупроводника. Это является одним из главных препятствий широкому использованию полупроводниковых лазеров в народном хозяйстве.

В созданных к настоящему времени полупроводниковых лазерах на соединениях AlGaAs с увеличением температуры выше 25°C резко возрастает пороговый ток. Температурные зависимости пороговой плотности тока и длины волны излучения в диапазоне 20—90°C приведены на рис. 2 [10]. Температурный коэффициент сдвига длины волны излучения в диапазоне температур до 55°C составляет 0,45 нм/град. Типовые значения теплового сопротивления лазеров составляет 20—50 град/Вт.

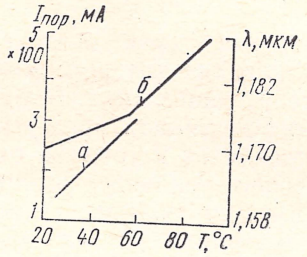


Рис. 2. Температурные характеристики зависимости лазера на основе AlGaAs:
а — порогового тока $I_{пор}$; *б* — длины волны излучения λ

Следовательно, необходимо разработать электронные схемы, с помощью которых возможно было бы, меняя электрические параметры полупроводникового лазера (величину тока накачки, ширину импульса тока) или суммируя оптическое излучение двух и более лазеров, стабилизировать общее выходное излучение устройства.

Наиболее широкое применение получили системы стабилизации интенсивности оптического излучения, состоящие из активного излучателя (лазера), фотоприемника, дифференциального усилителя и источника опорного напряжения [11]. Через зеркала резонатора лазер излучает рабочий и вспомогательный лучи, мгновенные мощности которых находятся в постоянном соотношении, зависящем от коэффициента пропускания зеркал. Мощность вспомогательного луча выбирается значительно меньше мощности рабочего луча.

Вспомогательный луч подается на фотоприемник, сигнал которого усиливается дифференциальным усилителем и сравнивается с опорным напряжением. Разностный сигнал ошибки управляет величиной тока накачки таким образом, чтобы сигнал ошибки стремился к нулю. Изменением величины опорного напряжения регулируется величина стабилизируемой выходной мощности лазера.

Недостатком этого устройства является сравнительно небольшой

диапазон регулирования и малый процент использования интенсивности рабочего луча ($\leqslant 50\%$).

Структурная схема устройства стабилизации мощности излучения с полным использованием $P_{изл}$ основного рабочего лазера приведена на рис. 3.

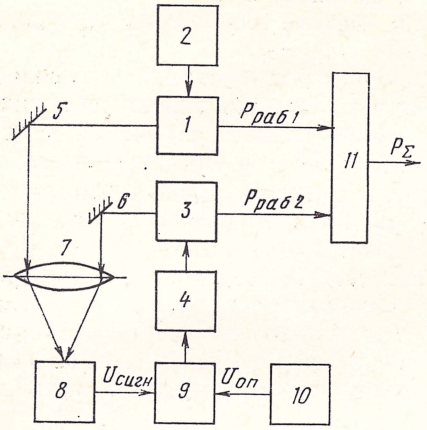


Рис. 3. Структурная схема устройства стабилизации интенсивности оптического излучения лазера: *1* — основной лазер; *2* — источник накачки; *3* — дополнительный лазер; *4* — управляемый источник накачки; *5—6* — зеркала; *7* — оптический сумматор; *8* — фотоприемник; *9* — дифференциальный усилитель; *10* — источник опорного напряжения; *11* — оптический сумматор

Вспомогательные лучи лазеров с помощью зеркал и оптического сумматора, в качестве которого может быть использована линза, направляются на фотоприемник. Выход фотоприемника соединен с первым входом дифференциального усилителя, на второй вход которого подано напряжение от источника опорного напряжения. На выходе дифференциального усилителя вырабатывается сигнал ошибки, который поступает на вход управляемого источника накачки.

При регулировании управляемого источника накачки изменяется мощность рабочего луча дополнительного лазера, которая суммируется с рабочим лучом основного лазера при помощи оптического сумматора (в качестве последнего удобно использовать усеченную призму).

Мощность рабочего луча основного лазера определяется зависимостью $P_{изл} = f(I_{нак})$ (рис. 4). В рабочем режиме устанавливается не-

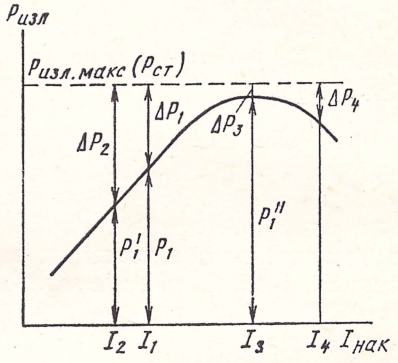


Рис. 4. Зависимость интенсивности излучения $P_{изл}$ основного лазера от тока накачки $I_{нак}$

которое значение мощности $P_{вых}$, соответствующее току накачки I_1, при этом дополнительный лазер добавляет к рабочему лучу основного лазера мощность $\Delta P_1 < P$, так чтобы общая мощность была равна $\Delta P_1 + P_1 = P_{изл.\,max}$, где $P_{изл.\,max}$ — максимально возможная мощность излучения основного лазера.

Из-за нестабильности источника накачки или в процессе старения мощность рабочего луча основного лазера может изменяться как в меньшую, так и в большую сторону. Так, при токе накачки I_2 мощность рабочего луча основного лазера упадет до P_1', при этом мощность луча дополнительного лазера должна быть ΔP_2. Рабочему току I_3 соответствует максимальная мощность излучения основного лазера P_1'' и минимальная мощность ΔP_3 излучения дополнительного лазера. Устройство остается работоспособным и при значениях тока накачки основного лазера $I_4 > I_3$. В обычных устройствах стабилизации мощности излучения правая ветвь описываемой зависимости не используется. Для получения максимально возможного диапазона регулирования мощностей рабочую точку дополнительного лазера выбирают примерно в середине левой ветви характеристики $P_{изл} = f(I_{нак})$. Отношение мощностей дополнительного и основного лазеров выбирают $P_{доп}/P_{осн} = 0{,}2—0{,}1$.

На рис. 5 представлена структурная схема регулирования и стабилизации мощности полупроводникового GaAs — лазера, аналогичная описанной в [12], но дополненная цепью обратной связи.

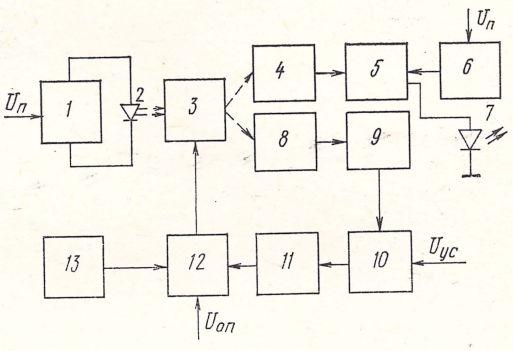


Рис. 5. Структурная схема устройства накачки полупроводникового лазера с регулируемой длительностью импульса излучения:
1 — источник питания; *2* — светодиод; *3* — электро-оптический кристалл; *4—8* — фотоприемники; *9* — усилитель; *10* — генератор пилообразного напряжения; *11* — формирователь импульса запуска; *12* — триггерная схема; *13* — генератор импульсов

При наличии питания $U_п$ создается ток накачки светоизлучающего диода и оптический сигнал при наличии электрического потенциала на электрическом кристалле проходит на фотоприемники. С первого фотоприемника электрический сигнал поступает на модулятор, через который происходит разряд емкостного накопителя на полупроводниковый лазер и его оптическое импульсное излучение.

Одновременно оптический сигнал поступает на второй фотоприемник, электрический сигнал с которого через усилитель поступает на гнератор пилы, где происходит установка длительности импульса излучения путем изменения крутизны пилообразного напряжения. Далее следует сравнение его с опорным напряжением $U_{оп}$, формирование импульса, переброс триггера в условный «ноль» и снятие напряжения с электрооптического кристалла. Частота следования логических «единиц» задается генератором импульсов, а длительность каждого импульса излучения определяется величиной напряжения установки $U_{ус}$. Включение в устройство цепи оптической обратной связи позволяет сформировать импульс накачки полупроводникового лазера по длительности и регулировать ее в зависимости от типа применяемого лазера, изменения температуры окружающей среды, т. е. оптимизировать режим работы лазера.

Большой технический интерес представляет использование решеток лазеров с целью создания долгосрочного источника стабильного по интенсивности оптического излучения. На рис. 6 приведена структурная

схема устройства, состоящая из четырех параллельных цепей, каждая из которых включает в себя модулятор, датчик тока накачки, полупроводниковый излучатель, фотоприемник, схему сравнения, схему суммирования.

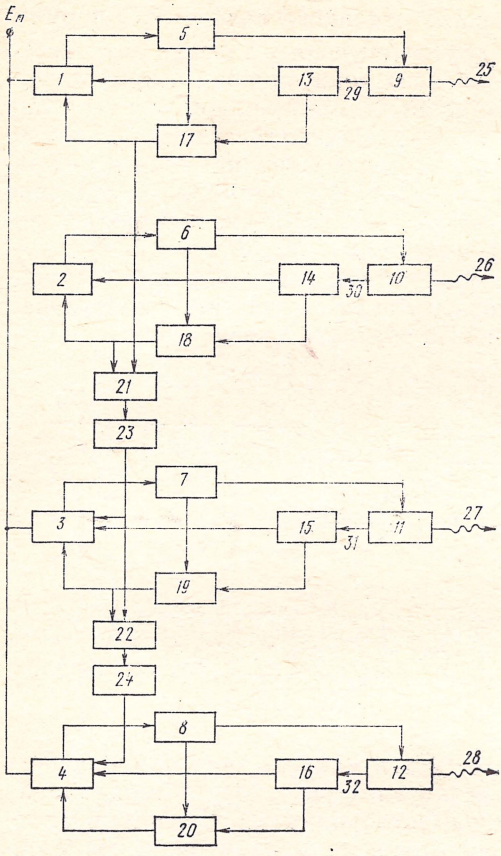


Рис. 6. Структурная схема устройства стабилизации мощности излучения решетки лазеров:
1, 2, 3, 4 — модуляторы накачки; *5, 6, 7, 8* — датчики тока накачки; *9, 10, 11, 12* — полупроводниковые излучатели; *13, 14, 15, 16* — фотоприемники; *17, 18, 19, 20, 23, 24* — схемы сравнения; *21, 22* — схемы суммирования

Подключением источника питания $E_п$ к модуляторам накачки и отсутствии сигнала обратной связи через модуляторы и датчики тока накачки возникает оптическое излучение на рабочих оптических выходах каждого излучателя, которые суммируются в общий оптический, например, световолоконный канал. Одновременно нерабочее излучение поступает на соответствующие фотоприемники в цепях обратной связи для установления и стабилизации интенсивности оптического излучения. С выходов указанных фотоприемников электрические сигналы поступают на модуляторы и устанавливают заданное значение тока накачки. Сигналы со вторых входов фотоприемников поступают на схемы сравнения, и если соблюдается условие $U_ф > U_{дат}$, то сигналы с выходов отсутствуют. Следовательно, на выходах сигналы равны нулю, а с выхода схемы сравнения на первый вход модулятора поступит сигнал запрета и модуляторы закроются. Таким боразом, в рабочем состоянии останутся первый и второй излучатели.

Через некоторое время наработки излучателей сигнал с датчика тока накачки, например, с первого излучателя, уменьшится в связи с тем, что рабочая точка зависимости мощности излучения переходит в

область ее спада, хотя при этом ток накачки должен еще более возрасти. При изменении $P_{изл}$ ниже установленного уровня и тока накачки выше допустимого происходит отключение первого излучателя, так что появляется сигнал на выходе схемы сравнения, который поступает на вход отключения первого модулятора и на вход сумматора. Выходной сигнал сумматора станет выше опорного напряжения в схеме сравнения и включит третий модулятор. Таким образом, в рабочем состоянии окажутся второй и третий излучатели. При дальнейшей эксплуатации из строя может выйти следующий излучатель. Тогда на входы сумматора поступают сигналы, сумма которых сравнивается в схеме сравнения и полученный сигнал поступает на вход четвертого модулятора. Этим сигналом включается данный модулятор, возникает ток накачки излучателя, оптическое излучение которого суммируется с оптическим излучением третьего излучателя.

Описанные структурные схемы стабилизации оптического параметра лазера — интенсивности — способствуют более широкому внедрению квантовых генераторов в те области науки и техники, где наравне с большим сроком службы от них требуется, например, передача стабильных по уровню сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Стельмах М. Ф., Швейкин В. И. Полупроводниковые лазеры — перспективные изделия электронной техники. — Электронная промышленность, 1981, № 5—6, с. 30—34.
2. Laser Focus, 1976, v. 12, p. 60.
3. Electronic Design, 1977, v. 25, № 16, p. 26.
4. Inter Electronique, 1975, N 181, p. 24—27.
5. Optical Spectra, 1974, v. 8, N 2, p. 39.
6. IEEE. J. of Quantum Electronics, 1974, N 7, p. 570.
7. Computer Design, 1975, v. 14, № 5, p. 46, 48.
8. Electronics, 1978, v. 51, p. 3.
9. Applied Physics Letters, 1977, v. 30, N 10, p. 530.
10. Ламекин В. Ф., Меньшов В. А., Шмелев К. Д. Источники накачки инжекционных полупроводниковых лазеров. — Техника средств связи. Сер. ТПС, 1980, вып. 11 (55), с. 26—32.
11. Шмелев К. Д., Королев Г. В. Источники электропитания лазеров. Под общ. ред. В. М. Вакуленко. — М.: Энергоиздат, 1981, с. 168.
12. Оптический импульсный генератор. Заявка Японии № 57—21874, МКИ H0I S 3/18, опубл. 1982.

Статья поступила в декабре 1982 года.

УДК 621.382.12.08

В. С. Полутин

МАЛОСИГНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ВХОДНОЙ ЦЕПИ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА С УЧЕТОМ ЭФФЕКТОВ КИРКА, МОДУЛЯЦИИ ПРОВОДИМОСТИ И ОТТЕСНЕНИЯ ТОКА ЭМИТТЕРА

Представлена малосигнальная модель входной цепи ВЧ биполярного транзистора с учетом статического и динамического оттеснения тока эмиттера, эффекта Кирка, модуляции проводимости базы в режимах малого, среднего и высокого уровней инжекции по постоянному току. Критерий малосигнальности увязан с диапазонами частот и уровней входного сигнала и точностью моделирования.

Задачи современного автоматизированного анализа и синтеза радиоэлектронных схем требуют высокоточных моделей компонентов, поскольку точность последнего поколения ЭВМ-программ схемотехнического проектирования ограничивается лишь точностью моделей. Это требование выдвигает необходимость более адекватного описания физи-

ческих процессов, протекающих в компонентах электронных схем, в частности, активных. Малосигнальному моделированию биполярных транзисторов (БТ) посвящено достаточное количество работ, обзор которых широко представлен в [1]. Тем не менее, всем рассмотренным в [1] моделям присущ общий недостаток — отсутствие строго обоснованного критерия «малосигнальности». Между тем, нелинейность вольт-амперных характеристик БТ связывает воедино точность описания математической малосигнальной моделью амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик БТ с областью применения данной модели по отношению к диапазону амплитуд и частот переменной составляющей входного сигнала. Действительно, с ростом уровня переменной составляющей входного гармонического сигнала из-за нелинейности ВАХ БТ появляются высшие гармонические составляющие, приводящие к росту погрешности в описании АЧХ и ФЧХ, что заставляет либо снижать верхнюю границу диапазона частот, в котором допустимо пользоваться малосигнальной моделью БТ, либо отказываться от малосигнальной модели и переходить к моделям большого сигнала. Можно наложить ограничения на точность малосигнальной модели и частотный диапазон ее применимости с тем, чтобы найти приемлемый в этих условиях уровень переменной составляющей. Наконец, может быть решена третья задача: по заданному уровню сигнала и необходимому для анализа диапазону частот определить точность малосигнальной модели.

Помимо указанного недостатка ряд малосигнальных моделей ВЧ и СВЧ БТ либо не учитывают эффекта динамического и статического оттеснения тока эмиттера [2—4], либо, учитывая его [5—7], пренебрегают модуляцией проводимости базы в зависимости от уровня инжекции, эффектом Кирка. В большей части работ [2, 3, 5—7] параметры малосигнальной модели определяются в фиксированной рабочей точке по постоянному току, что неудобно, т. к. обычно машинный анализ схем проводится первоначально по постоянному току и находятся режимы работы БТ, а затем осуществляется частотный анализ с помощью малосигнальных моделей с параметрами, характерными для данного режима по постоянному току.

В данной работе осуществлено малосигнальное моделирование входной цепи ВЧ БТ с учетом режима по постоянному току, эффектов динамического и статического оттеснения тока эмиттера, модуляции проводимости базы, эффекта Кирка. Критерий «малосигнальности» увязан с точностями моделирования АЧХ и ФЧХ, уровнем и частотным диапазоном переменной составляющей входного сигнала. Чаще всего малосигнальная модель БТ используется для анализа или синтеза линейных схем. Типичным режимом работы БТ в них является активный, так что при построении малосигнальной модели входной цепи принят активный режим работы. Разработка модели входной цепи осуществлена на базе модели Гуммеля-Пуна [8, 9] — модели большого уровня сигнала.

Рассмотрим структуру интегрального транзистора, например, n^+-p-n типа (рис. 1). Активную область базы (находящуюся непосредственно под эмиттером) представим в виде нелинейной распределенной структуры, показанной на рис. 2. Здесь:

R_b — сосредоточенное сопротивление пассивной (за пределами эмиттера) области базы;

$R\ (x,\ t)$ — распределенное мгновенное сопротивление активной области базы, приходящееся на единицу длины эмиттерной области:

$$R(x,\ t) = \frac{rb}{2\,hq_b\,(x,\ t)} \qquad (1)$$

r_b — сосредоточенное сопротивление активной области базы, параметр модели Гуммеля-Пуна [9];

$q_b(x, t)$ — нормированный неравновесный мгновенный заряд неосновных носителей (здесь и далее тип носителей рассматривается по отношению к проводимости базы) в точке x активной области базы;

$D_e(x)$ — диод, моделирующий распределенный характер эмиттерного перехода.

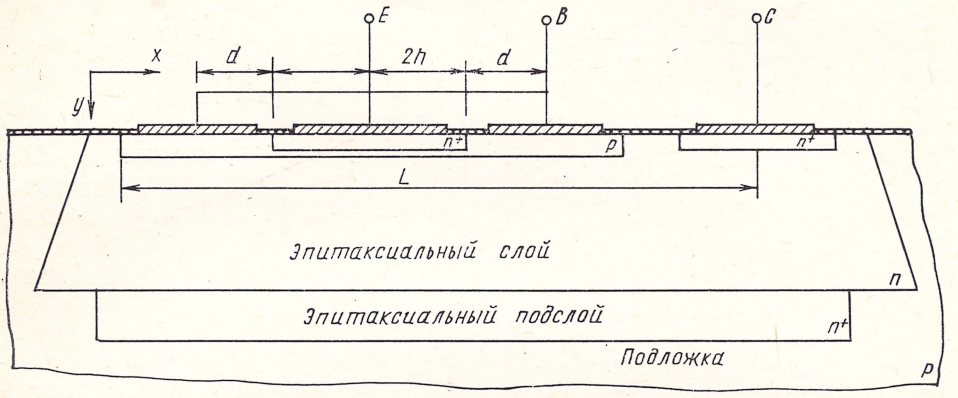


Рис. 1. Структура интегрального n^+—p—n биполярного транзистора с двойным контактом в области базы

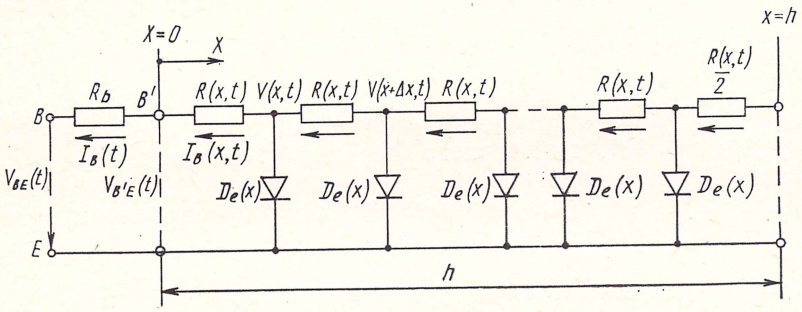


Рис. 2. Представление активной области базы в виде распределенной структуры

Важной особенностью настоящего рассмотрения является учет зависимости проводимости активной области базы от уровня инжекции посредством (1). Исходя из рис. 2 можно записать уравнение, связывающее мгновенное значение тока базы $I_B(x, t)$ и смещения $V(x, t)$ в точке x эмиттерного перехода:

$$\frac{\partial V(x, t)}{\partial x} = -R(x, t) IB(x, t) \qquad (2)$$

С другой стороны, поскольку ток базы определяется процессами накопления и рекомбинации носителей заряда в базе, то исходя из теории управления режимом работы биполярного транзистора избыточным

зарядом неосновных носителей в области базы, для некоторой точки x — активной области базы можно записать:

$$\frac{\partial IB(x,\ t)}{\partial x} = -\left\{\frac{Q_{b_0}[q_b(x,\ t)-1]}{B\tau_f h} + \frac{Q_{b_0}}{h}\,\frac{\partial[q_b(x,\ t)-1]}{\partial t}\right\} \qquad (3)$$

где $\frac{q_b(x,\ t)-1}{h} = \frac{\Delta q_b(x,\ t)}{h}$ — нормированный избыточный мгновенный заряд неосновных носителей заряда базы в точке x, приходящейся на единицу длины эмиттера;

$Q_{b_0} = -I_k\tau_f$ — равновесный заряд неосновных носителей заряда базы; I_k — параметр модели Гуммеля-Пуна [8, 9];

τ_f — время пролета неосновных носителей через базу в направлении y. Для транзисторов с толстой базой (низко- и среднечастотных) $B\tau_f$ следует заменить на $\tau_н$ — время жизнеосновных носителей заряда в активной области базы;

B — режимно-зависимый коэффициент [8, 9], учитывающий расширение активной области базы в сторону коллектора, т. е. эффект Кирка.

В (3) в явном виде не входят барьерные емкости эмиттерного и коллекторного переходов, как, например, в соответствующее соотношение из работы [6], так как мгновенный заряд в базе здесь представлен в виде:

$$Q_b(x,\ t) = Q_{b_0}q_b(x,\ t) = Q_{b_0}[1 + q_e(x,\ t) + q_э(x,\ t) + q_c(x,\ t) + q_к(x,\ t)] \qquad (4)$$

здесь: $q_e(x,\ t)$ — нормированный мгновенный заряд барьерной емкости эмиттерного перехода в точке x;

$q_э(x,\ t)$ — нормированный мгновенный заряд неосновных носителей, инжектированных в базу эмиттером в точке x;

$q_c(x,\ t)$ — нормированный заряд барьерной емкости коллекторного перехода в точке x под эмиттером;

$q_к(x,\ t)$ — нормированный заряд неосновных носителей, инжектированных в базу коллектором в точке x под эмиттером.

Нормированные заряды $q_c(x,\ t)$ и $q_к(x,\ t)$ определяются смещением на коллекторном переходе и при включении БТ по схеме с ОЭ это смещение равно $V_{CE} - V(x,\ t)$, а по схеме с ОБ V_{CB}, так что при последнем включении нормированные заряды барьерной емкости коллектора и носителей, инжектированных коллектором, не зависят от x и t.

Подобное представление каждой из составляющих заряда (3) дано в [8, 9].

Можно показать [8], что мгновенный заряд неосновных носителей может быть описан как:

$$q_b(x,\ t) = \frac{q_1(x,\ t)}{2} + \left\{\left[\frac{q_1(x,\ t)}{2}\right]^2 + q_2(x,\ t)\right\}^{1/2} \qquad (5)$$

где $q_1(x,\ t) = q_e(x,\ t) + q_c(x,\ t)$ — нормированный мгновенный заряд барьерных емкостей;

$q_2(x,\ t)=q_э\ (x,\ t)+q_к\ (x,\ t)$ — нормированный заряд, инжектированных в базу неосновных носителей.

С точки зрения уровня инжекции по постоянному току рассмотрим три режима: малого, среднего и высокого уровня инжекции. В качестве критерия, характеризующего тот или иной режим, введем безразмерный параметр p:

$$p=\frac{\ln q_э}{\ln\left\{\frac{q_1}{2}+\left[\left(\frac{q_1}{2}\right)^2+q_2\right]^{1/2}\right\}}=\frac{\ln q_э}{\ln q_b} \tag{6}$$

При малом уровне инжекции по постоянному току в активном режиме определяющим в заряде неосновных носителей в области базы являются заряды барьерных емкостей эмиттерного и коллекторного переходов, причем доминирующим будет последний. Поэтому $q_2<q_э<q_1\approx q_b$, так что при малом уровне инжекции $p<1$, как это следует из (6).

При высоком уровне инжекции по постоянному току заряд неосновных носителей в базе в активном режиме всецело определяется зарядом инжектированных эмиттером неосновных носителей, т. е. $q_э$. Так что $q_1\ll q_2\approx q_э$ и $p\approx 2$ в соответствии с (6).

В режиме среднего уровня инжекции по постоянному току заряды барьерных емкостей сравнимы с зарядами инжектированных неосновных носителей, поэтому $1\ll p<2$.

Рассмотрим подробнее каждый из этих режимов.

Малый уровень инжекции по постоянному току

Сравнение зарядов барьерных емкостей показывает, что при коллекторно-базовом отрицательном смещении на переходе в 3—10 В заряд барьерной емкости коллектора в 6—14 раз превышает заряд барьерной емкости эмиттера. Кроме того, ток базы в этом режиме мал и эффектом оттеснения в первом приближении можно пренебречь, а заряд барьерной емкости эмиттерного перехода можно считать независимым от координаты. Так что

$$q_b(x,\ t)\approx q_1(t). \tag{7}$$

Тогда из (2) с учетом (1) следует

$$I_э(x,\ t)=-\frac{2hq_1}{r_b}\cdot\frac{\partial V(x,\ t)}{\partial x}, \tag{8}$$

а (3) переходит в

$$\frac{\partial I_B(x,\ t)}{\partial x}=-\left[\frac{Q_{b_0}(q_1-1)}{E\tau_f h}+\frac{C}{h}\cdot\frac{\partial V(x,\ t)}{\partial t}\right], \tag{9}$$

здесь: C — сумма барьерной емкости эмиттера и части барьерной емкости коллектора, лежащей непосредственно под эмиттером, для схемы включения БТ с ОЭ. При включении по схеме с ОБ C — лишь барьерная емкость эмиттера.

Дифференцируя (8) по x и затем приравнивая правые части получившегося уравнения и (9), сформируем дифференциальное уравнение:

$$\frac{\partial^2 V(x,\ t)}{\partial x^2}=\frac{r_b Q_{b_0}(q_1-1)}{B\tau_f 2q_1 h^2}+\frac{r_b C}{2q_1 h^2}\frac{\partial V(x,\ t)}{\partial t}. \tag{10}$$

Выходной сигнал, действующий на эмиттерный переход, представим как сумму постоянной и переменной гармонической составляющих:

$$V(x,\ t)=U(x)+v(x,\ t)=U(x)+v(x)e^{j\omega t}. \tag{11}$$

Подстановка (11) в (10) позволяет получить для амплитуд постоянной и переменной составляющих:

$$\frac{\partial^2 U(x)}{\partial x^2} = 2A^2; \tag{12}$$

$$\frac{\partial^2 v(x)}{\partial x^2} = D^2 v(x); \tag{13}$$

где $$2A^2 = -\frac{r_b I_k (q_1 - 1)}{2B h^2 q_1};$$

$$D^2 = j\omega \frac{r_b C}{2h^2 q_1}.$$

Граничными условиями для (12) являются:

$$U(x=0) = V_{B'E} \approx V_{BE};$$

$$\left.\frac{\partial U(x)}{\partial x}\right|_{x=h} = 0,$$

а для (13):

$$v(x=0) = v_0;$$

$$\left.\frac{\partial v(x)}{\partial x}\right|_{x=h} = 0.$$

Решения уравнений (12) и (13) имеют вид:

$$U(x) = V_{BE} - A^2 x(2h - x); \tag{14}$$

$$v(x) = v_0 \frac{ch[D(x-h)]}{ch(Dh)}. \tag{15}$$

Распределение тока базы вдоль эмиттерного перехода находится обратной подстановкой (14) и (15) в (8):

$$I_B(x, t) = I_b(x) + i_b(x, t) = -\frac{2hq_1}{r_b}\left[\frac{\partial U(x)}{\partial x} + \frac{\partial v(x)}{\partial x} e^{j\omega t}\right].$$

Таким образом, постоянная составляющая тока базы распределена вдоль эмиттерного перехода линейно:

$$I_b(x) = \frac{I_k (q_1 - 1)}{Bh}(x - h), \tag{16}$$

а переменная составляющая сохраняет гармонический характер с амплитудой, распределенной по закону:

$$i_b(x) = -\frac{v_0}{r_b}\sqrt{j\omega 2 q_1 r_b C}\,\frac{sh[D(x-h)]}{ch(Dh)}. \tag{17}$$

В модели Гуммеля-Пуна ток эмиттера моделируется с учетом заряда неосновных носителей в области базы, как [9]:

$$I_э(x, t) = -\frac{I_k \exp(-v_k)}{hq_b(x, t)}\left\{\exp\left[\frac{V(x, t)}{\varphi_T}\right] - 1\right\}, \tag{18}$$

где v_k —параметр модели Гуммеля-Пуна;

φ_T — температурный потенциал.

Тогда для малого уровня инжекции по постоянному току постоянная составляющая тока эмиттера распределена вдоль эмиттерного перехода по закону:

$$I_e(x) = \frac{I_k \exp(-v_k)}{hq_1} - \frac{I_k \exp\left(\frac{V_{BE}}{\varphi_T} - v_k\right)}{hq_1} \exp[-A^2 x(2h - x)], \tag{19}$$

а переменная составляющая как:

$$i_e(x,\ t) = -\frac{I_k \exp\left(\frac{V_{BE}}{\varphi_T} - v_k\right)}{hq_1} \exp\left[-A^2 x (2h - x)\right] \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{jn\omega t}}{n!} \times$$
$$\times \left\{\frac{v_0}{\varphi_T} \frac{ch\left[D(x-h)\right]}{ch(Dh)}\right\}^n. \qquad (20)$$

Средний и высокий уровень инжекции по постоянному току

Заряд неосновных носителей, инжектированных эмиттером, связан со смещением на эмиттерно-базовом переходе соотношением [8]

$$q_э(x,\ t) = B \exp(-v_k) \left\{\exp\left[\frac{V(x,\ t)}{\varphi_T}\right] - 1\right\} \approx B \exp(-v_k) \exp\left[\frac{V(x,\ t)}{\varphi_T}\right].$$

Тогда из (6) следует, что при среднем и высоком уровнях инжекции по постоянному току заряд неосновных носителей в базе может быть представлен в виде:

$$q_b(x,\ t) = B^{\frac{1}{p}} \exp\left(-\frac{v_k}{p}\right) \exp\left[\frac{V(x,\ t)}{p\varphi_T}\right] = D_p \exp\left[\frac{V(x,\ t)}{p\varphi_T}\right], \qquad (21)$$

где $$D_p = B^{\frac{1}{p}} \exp\left(-\frac{v_k}{p}\right).$$

Ток базы может быть выражен из (2) с учетом (1) и (21)

$$I_B(x,\ t) = -\frac{2h D_p \exp\left[\frac{V(x,\ t)}{p\varphi_T}\right]}{rb} \cdot \frac{\partial V(x,\ t)}{\partial x}$$

или иначе записан в виде

$$I_B(x,\ t) = -\frac{2hp\varphi_T}{r_b} \frac{\partial}{\partial x}\left\{D_p \exp\left[\frac{V(x,\ t)}{p\varphi_T}\right]\right\} = -\frac{2hp\varphi_T}{r_b} \frac{\partial q_b(x,\ t)}{\partial x}. \qquad (22)$$

Поскольку при среднем и тем более высоком уровне инжекции по постоянному току мгновенный заряд неосновных носителей в базе много больше равновесного заряда, то есть

$$q_b(x,\ t) \gg 1, \qquad (23)$$

то дифференцируя (22) по x и приравнивая правые части получившегося уравнения и уравнения (3) с учетом условия (23), получим

$$\frac{\partial^2 q_b(x,\ t)}{\partial x^2} = A_p^2 q_b(x,\ t) + A_p^2 B \tau_p \frac{\partial q_b(x,\ t)}{\partial t}, \qquad (24)$$

где $$A_p^2 = -\frac{I_k r_b}{2h^2 p \varphi_T B}.$$

Рассматривая как и ранее воздействующее на эмиттерный переход смещение в виде постоянной и гармонически изменяющейся составляющих, нормированный мгновенный заряд неосновных носителей может быть представлен в виде бесконечного ряда

$$q_b(x,\ t) = D_p \exp\left[\frac{U(x) + v(x) e^{j\omega t}}{p\varphi_T}\right] =$$
$$= S_0(x) + S_1(x) e^{j\omega t} + S_2(x) e^{j2\omega t} + \ldots, \qquad (25)$$

где $$S_n(x) = D_p \exp\left[\frac{U(x)}{p\varphi_T}\right]\left[\frac{v(x)}{p\varphi_T}\right]^n. \qquad (26)$$

Относительно $S_n(x)$ $(n=0, 1, 2, \ldots)$ дифференциальное уравнение (24) разбивается на бесконечное число дифференциальных уравнений вида

$$\frac{\partial^2 S_n(x)}{\partial x^2} = A_p^2 k_n^2 S_n(x) \quad (n=0, 1, 2, \ldots), \tag{27}$$

где $k_n^2 = 1 + jn\omega B\tau_f$.

Граничными условиями (27) являются

$$S_n(x=0) = D_p \exp\left(\frac{V_{BE}}{p\varphi_T}\right)\left(\frac{v_0}{p\varphi_T}\right)^n \quad n=0, 1, 2, \ldots$$

$$\left.\frac{\partial S_n(x)}{\partial x}\right|_{x=h} = 0.$$

Решение уравнений (27) с учетом граничных условий имеет вид

$$S_n(x) = D_p \exp\left(\frac{V_{BE}}{p\varphi_T}\right)\left(\frac{v_0}{p\varphi_T}\right)^n \frac{ch\,[A_p k_n (h-x)]}{ch\,(A_p k_n h)}. \tag{28}$$

С помощью (26) и (25) перейдем к распределению постоянной и переменной составляющих внешнего смещения вдоль эмиттерного перехода

$$U(x) = V_{BE} + p\varphi_T \ln\left\{\frac{ch\,[A_p(h-x)}{c\,h\,(A_p h)}\right\}; \tag{29}$$

$$v(x, t) = p\varphi_T \ln\left\{1 + \frac{ch\,(A_p h)}{ch\,[A_p(h-x)]}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{e^{jn\omega t}}{n!}\left(\frac{v_0}{p\varphi_T}\right)^n \frac{ch\,[A_p k_n (h-x)]}{ch\,(A_p k_n h)}\right\}. \tag{30}$$

В свою очередь распределение постоянной и переменной составляющих тока базы вдоль эмиттера может быть получено из (22):

$$I_b(x) = \frac{2p\varphi_T A_p h D_p}{r_b}\exp\left(\frac{V_{BE}}{p\varphi_T}\right)\frac{sp\,[A_p(h-x)]}{ch\,(A_p h)}; \tag{31}$$

$$i_b(x, t) = \frac{2p\varphi_T A_p h D_p}{r_b}\exp\left(\frac{V_{BE}}{p\varphi_T}\right)\sum_{n=1}^{\infty}\frac{k_n e^{jn\omega t}}{n!}\left(\frac{v_0}{p\varphi_T}\right)^n \frac{sh\,[A_p k_n (h-x)]}{ch\,(A_p k_n h)}, \tag{32}$$

а тока эмиттера из (18):

$$I_e(x) = T_1\left\{\frac{ch\,[A_p(h-x)}{ch\,(A_p h)}\right\}^{p-1} + T_2\frac{ch\,(A_p h)}{ch\,[A_p(h-x)]}; \tag{33}$$

$$i_e(x, t) = T_1\left\{\frac{ch\,[A_p(h-x)]}{ch\,(A_p h)}\right\}^{p-1}\cdot\left\{\left[1 + \frac{ch\,(A_p h)}{ch\,[A_k(h-x)]}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{e^{jn\omega t}}{n!}\times\right.\right.$$

$$\left.\times\left(\frac{v_0}{p\varphi_T}\right)^n \frac{ch\,[A_p k_n (h-x)]}{ch\,(A_p k_n h)}\right]^{p-1} - 1\Bigg\} + T_2\frac{ch\,(A_p h)}{ch\,[A_p(h-x)]}\times$$

$$\times\left\{\left[1 + \frac{ch\,(A_p h)}{ch\,[A_p(h-x)]}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{e^{jn\omega t}}{n!}\left(\frac{v_0}{p\varphi_T}\right)^n \frac{ch\,[A_p k_n (h-x)]}{ch\,(A_p k_n h)}\right]^{-1} - 1\right\}; \tag{34}$$

где

$$T_1 = -\frac{I_k}{hB^{\frac{1}{p}}}\exp\left[\frac{p-1}{p}\left(\frac{V_{BE}}{\varphi_T} - v_k\right)\right];$$

$$T_2 = \frac{I_k}{hB^{\frac{1}{p}}}\exp\left\{-\frac{1}{p}\left[\frac{V_{BE}}{\varphi_T} + (p-1)v_k\right]\right\}.$$

Анализ (30) и (34) показывает, что эффект динамического оттеснения усиливается эффектом статического оттеснения и это отражается множителем $\dfrac{ch(A_p h)}{ch[A_p(h-x)]}$.

Малосигнальная модель входной цепи ВЧ БТ

Малосигнальными моделями БТ по переменному току принято считать такие, у которых нелинейностью ВАХ эмиттерного перехода по отношению к переменной составляющей входного сигнала можно пренебречь, т. е. ограничиться в разложении экспоненциальной зависимости лишь первыми двумя членами.

В условиях удовлетворения критерию малосигнальности в распределенной структуре эмиттерно-базового p-n перехода, представленной на рис. 2, диоды, моделирующие ВАХ p-n перехода, следует заменить на дифференциальные сопротивления эмиттерного перехода $r_э(x)$. По отношению к внешним выводам входную цепь БТ представим в виде некоторого базового импеданса Z_b и приведенного дифференциального

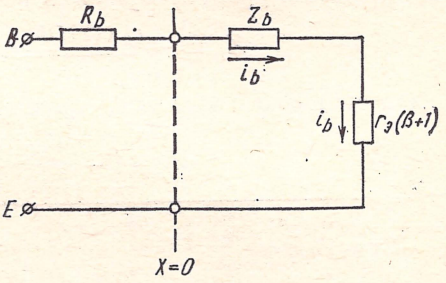


Рис. 3. Входная цепь биполярного транзистора

сопротивления эмиттерного перехода (рис. 3). Причем с учетом эффекта статического оттеснения и уровня инжекции по постоянному току $r_э$ определяется как:

$$r_э = \frac{1}{g_э} = \frac{1}{\int_0^h \frac{\partial I_e(x)}{\partial V_{BE}}\,dx};$$

для малого уровня инжекции по постоянному току:

$$r_э = \frac{2Ah\varphi_T q_1 erfi(-Ah)}{\sqrt{\pi} I_к \exp\left[\frac{V_{BE}}{\varphi_T} - v_k - A^2h^2\right]}; \qquad (35а)$$

для среднего уровня инжекции по постоянному току:

$$r_э = -\frac{BA_p h\varphi_T \exp\left(\frac{V_{BE}}{\varphi_T}\right)}{I_k ch(A_p h)\ \mathrm{arctg}\,[sh(A_p h)]}; \quad p=1 \qquad (35б)$$

$$r_э = -\frac{3\varphi_T A_p h B^{2/3}}{2I_k \exp\left[\frac{1}{3}\left(\frac{V_{BE}}{\varphi_T} - v_k\right)\right]}\left\{\frac{F\left(\theta;\ \frac{1}{\sqrt{2}}\right) - 2E\left(\theta;\ \frac{1}{\sqrt{2}}\right)}{\sqrt{2}\,ch(A_p h)} + th(A_p h) + \right.$$

$$\left. + \exp\left(-\frac{V_{BE}}{\varphi_T}\right) ch(A_p h)\ \mathrm{arctg}\,[sh(A_p h)]\right\}; \quad p=1{,}5; \qquad (35в)$$

для высокого уровня инжекции по постоянному току ($p=2$):

$$r_э = -\frac{2\varphi_T A_p h B^{1/2} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{V_{BE}}{\varphi_T} - v_k\right)\right]}{I_k\left\{th(A_p h) + \exp\left(-\frac{V_{BE}}{\varphi_T}\right) ch(A_p h) \operatorname{arctg}[sh(A_p h)]\right\}}, \qquad (35г)$$

здесь:

$erfi$ — интеграл вероятности мнимого аргумента;
F — эллиптический интеграл 1-го рода;
E — эллиптический интеграл 2-го рода;

$$\theta = \arcsin\sqrt{\frac{ch(A_p h) - 1}{ch(A_p h)}}.$$

Как следует из рис. 3, базовый импеданс равен:

$$Z_b = \frac{v_0 e^{j\omega t}}{i_b(x=0, t)} - r_э(\beta + 1);$$

для малого уровня инжекции по постоянному току:

$$Z_b = \frac{r_b \operatorname{cth}(Dh)}{\sqrt{j\omega 2 q_1 r_b C}} - r_э(\beta + 1); \qquad (36а)$$

для среднего и высокого уровней инжекции по постоянному току:

$$Z_b = \frac{r_b v_0 \exp\left(-\frac{V_{BE}}{p\varphi_T}\right)}{2p\varphi_T A_p h D_p \sum_{n=1}^{\infty} \frac{k_n e^{j(n-1)\omega t}}{n!}\left(\frac{v_0}{p\varphi_T}\right)^n th(A_p k_n h)} - r_э(\beta + 1). \qquad (36б)$$

В случае малого сигнала по переменной составляющей соотношение для расчета базового импеданса в режиме среднего и высокого уровней инжекции проще:

$$Z_b^0 = \frac{r_b \exp\left[-\frac{1}{p}\left(\frac{V_{BE}}{\varphi_T} - v_k\right)\right] \operatorname{cth}(A_p k_1 h)}{2 A_p h B^{1/p} k_1} - r_э(\beta + 1). \qquad (37)$$

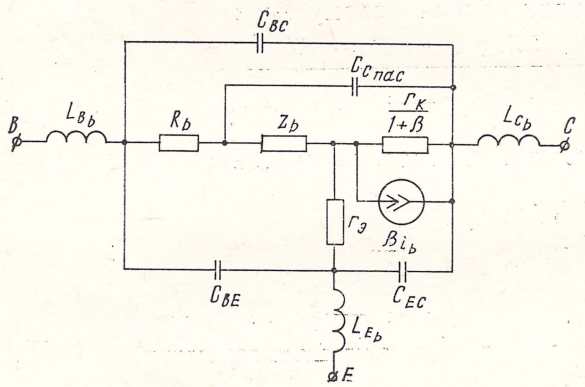


Рис. 4. Высокочастотная модель биполярного транзистора

На рис. 4 представлена малосигнальная модель БТ, параметры которой определены выше. Ток базы i_b рассчитывается в зависимости от режима по постоянному току по (17) или (32) при $x=0$. Коэффициент передачи тока базы β, входящий также в (35), должен быть вычислен

по результатам машинного расчета схемы по постоянному току. Кроме Z_b, $r_э$ и i_b остальные компоненты модели традиционны:

L_{B_b}, L_{E_b}, L_{C_b} — индуктивности базового, эмиттерного и коллекторного выводов, соответственно;

C_{BE}, C_{BC}, C_{EC} — сосредоточенные емкости между соответствующими выводами БТ;

$C_{C_{пас}}$ — барьерная емкость коллекторного перехода в пассивной области базы;

$r_к$ — дифференциальное сопротивлние коллекторного перехода.

Критерий «малосигнальности»

Рассмотренное выше качественное понятие малосигнальности требует количественной оценки. С этой целью зафиксируем максимальную амплитуду переменной составляющей входного сигнала, при которой наблюдаются максимальные амплитудные и фазовые искажения, т. е. положим $\omega t=0$. При этом, например, выражение для базового импеданса примет вид:

$$Z_b = \frac{r_b v_0 \exp\left[-\frac{1}{p}\left(\frac{V_{BE}}{\varphi_T} - v_k\right)\right]}{2p\varphi_T A_p h B^{1/p} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{k_п}{n!}\left(\frac{v_0}{p\varphi_T}\right)^n \operatorname{th}(A_p k_n h)} - r_э(\beta+1). \qquad (38)$$

Введем относительную точность на малосигнальное моделирование базового импеданса БТ по отношению к моделированию его бесконечным рядом:

$$\Delta^M_\infty = \frac{|Z_b| - |Z_b^0|}{|Z_b|}; \qquad \Delta^\Phi_\Delta = \frac{\arg(Z_b) - \arg(Z_b^0)}{\arg(Z_b)}, \qquad (39)$$

здесь Δ^M_∞, Δ^Φ_∞ — точности базового импеданса по модулю и фазе;

$|Z_b|$, $|Z_b^0|$ — модуль базового импеданса БТ при описании его бесконечным рядом и малосигнальной моделью;

$\arg(Z_b)$, $\arg(Z_b^0)$ — аргумент базового импеданса БТ при описании его бесконечным рядом и малосигнальной моделью.

Фактически базовый импеданс и точность его моделирования могут быть рассчитаны по ограниченному количеству членов ряда N, так что характеризовать точность малосигнальной модели можно лишь по Δ^M_N, Δ^Φ_N — точностям малосигнальной модели Z_b по отношению к конечному ряду из N членов. Вводя точность моделирования Z_b конечным рядом по отношению к бесконечному α/где $\alpha=10^{-2}; 10^{-3}; \ldots$/, можно показать, что точность, Δ^M, Δ^Φ_∞ и Δ^M_N, Δ^Φ_N связаны соотношением

$$\alpha = \frac{\Delta^{M,\Phi}_\infty - \Delta^{M,\Phi}_N}{1 - \Delta^{M,\Phi}_N}.$$

Тогда, задаваясь предельными точностями малосигнального моделирования Δ^M_∞, Δ^Φ_∞ и значением α, необходимо осуществлять суммирова-

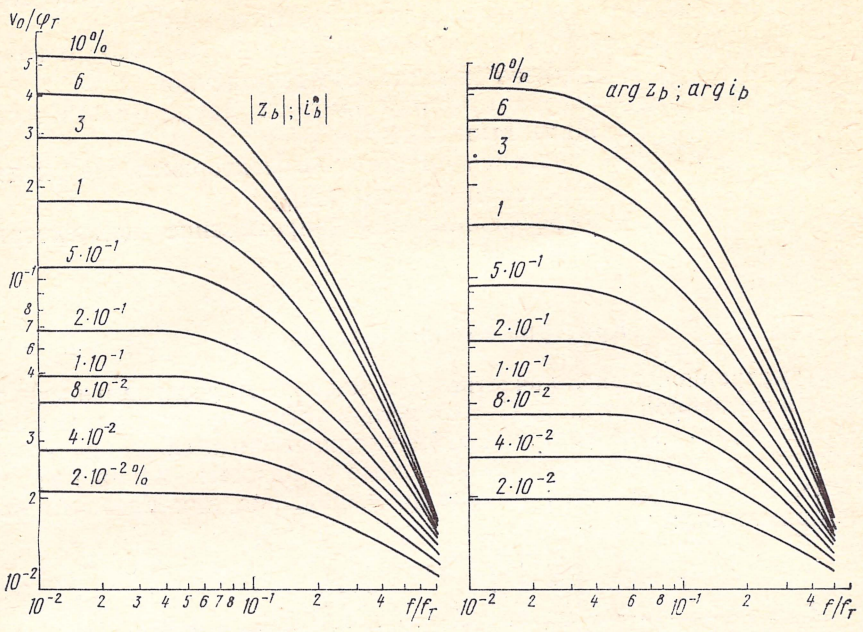


Рис. 5. Точность малосигнального моделирования модуля и аргументa Z_b и i_b в зависимости от амплитуды и частоты переменной составляющей

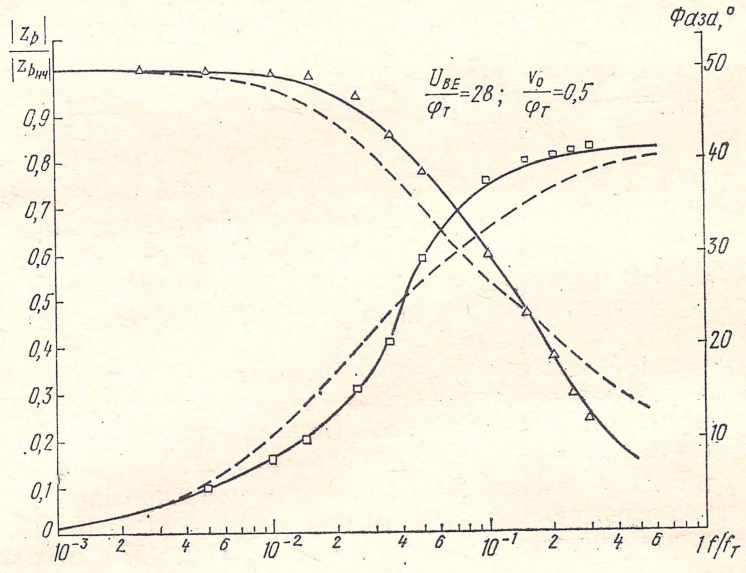


Рис. 6. Измеренные значения модуля (△) и фазы (□) базового импеданса:
——— расчет по соотношению (37);
— — — расчет по данным работы [6]

ние в (38) до тех пор, пока рассчитанные значения Δ_N^{M}, Δ_N^{Φ} не будут удовлетворять условию

$$\Delta_N^{M,\Phi} \leqslant \frac{\Delta_\infty^{M,\Phi}}{1-\alpha} - \alpha .$$

Таким образом, соотношения (39) связывают точности малосигнального моделирования базового импеданса по модулю и фазе, уровень амплитуды и частотный диапазон переменной составляющей и могут служить критерием малосигнальности для базового импеданса.

Аналогичные критерии могут быть сформированы для генератора тока βi_b в малосигнальной модели БТ при включении его по схеме с ОЭ (рис. 4), либо для генератора тока αi_e в малосигнальной модели БТ при включении с ОБ и дальнейшим сопоставлением амплитудных и частотных диапазонов по всем критериям малосигнальности для данного включения БТ получены допустимые при заданной точности амплитудный и частотный диапазоны. На рис. 5 представлены кривые, характеризующие точность малосигнального моделирования Z_b и i_b по модулю и фазе в диапазоне частот и амплитуд.

Полученные выше точности малосигнальной модели БТ являются лишь теоретическими и отличаются от реальных, характеризующих адекватность моделирования физических процессов, протекающих в БТ. Реальные точности малосигнальной модели могут быть оценены по результатам измерений в случае удовлетворения условий эксперимента критериям малосигнальности, описанным выше. На рис. 6 представлены измеренные ЧХ и ФЧХ нормированного входного импеданса БТ, а также рассчитанные по (37) и по соотношениям из работы [6].

ЛИТЕРАТУРА

1. Носов Ю. П., Петросянц К. О., Шилин В. А. Математические модели элементов интегральной электроники. — М.: Сов. радио, 1976.

2. Голубев А. П., Малышев И. В. Обобщенная матрица производимостей интегрального транзистора. — В кн.: Микроэлектроника. Под ред. Лукина Ф. В. Вып. 4. — М.: Сов. радио, 1971, с. 78—89.

3. Голубев А. П., Кремлев В. Я., Малышев И. В. Высокочастотная эквивалентная схема интегрального транзистора, учитывающая двумерный характер растекания токов в базовой и коллекторной областях. — Радиотехника и электроника, 1970, № 7, с. 1486—1493.

4. Бурин Л. И., Исьемини А. М. Линейная модель маломощного СВЧ-транзистора с вариацией режима для системы автоматизированного анализа. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетехническая, 1976, вып. 2, с. 46—59.

5. Pritchard R. L. TWO-Dimensional Current Flow in Junction Transistors at High Frequencies. — Proceedings of the IRE, 1958, v. 46, N 6, p. 1152—1160.

6. Grosh H. N. A Distributed Model of the Junction Transistor and its Application in the Prediction of the Emitter-Base Diode Characteristic, Base Impedance, and Pulse Response of the Device. — IEEE Transactions on Electron Devices, 1965, v. ED-12, N 10, p. 513—531.

7. Бубенников А. Н. Учет динамического эффекта вытеснения в малосигнальной модели высокочастотного транзистора. — Изв. вузов СССР. — Радиоэлектроника, 1977, т. XX, № 8, с. 83—90.

8. Gummel H. K., Poon H. C. An Integral Charge Control Model of Bipolar Transistor. — The Bell System Technical Journal, 1970, v. 49, N 5, p. 827—852.

9. Poon H. C. Modeling of Bipolar Transistor Using Integral Charge-Control Model with Application to Third-Order Distortion Studies. — IEEE Transactions on Electron Devices, 1972, v. ED-19, N 6, p. 719—731.

Статья поступила в июне 1983 года

УДК 621.383.52 : 621.396.624

Н. А. Горбатов, канд. физ.-мат. наук
А. А. Вилисов, канд. физ.-мат. наук
В. М. Желудков, К. Б. Охманович

СВЕТОДИОД ДЛЯ ВНУТРИОБЪЕКТОВЫХ ВОЛС

Рассматриваются конструкция и эксплуатационные характеристики светодиода АЛ-124, предназначенного для использования в ВОЛС. Приводятся сравнительные характеристики эффективности ввода и распространения в кварц-полимерном световоде излучения светодиода АЛ-124 и ряда других СИД, выпускаемых серийно и находящихся в стадии разработки.

Волоконно-оптические линии связи (ВОЛС) находят все более широкое применение в различных отраслях народного хозяйства, науки и техники. В различного рода внутриобъектовой и бортовой радиоэлектронной аппаратуре, в устройствах вычислительной техники и системах управления вопрос применения оптических линий связи стоит особенно актуально. Однако, до последнего времени, применение коротких и внутриобъектовых ВОЛС сдерживалось отсутствием светодиодов ИК диапазона, излучающих достаточно большую мощность с небольшой поверхности. Несмотря на значительное количество типономиналов светодиодов, выпускаемых отечественной промышленностью ,все они по своим параметрам и конструкции не приспособлены для использования в ВОЛС.

Светодиод АЛ-124 разработан специально для применения в ВОЛС. Ниже приводятся его основные параметры при комнатной температуре и прямом токе 100 мА.

Мощность излучения	4—8 мВт
Прямое напряжение	1,5—1,8 В
Время нарастания импульса излучения	8—16 нс
Время спада импульса излучения	6—10 нс
Длина волны излучения	0,86—0,88 мкм

Светодиод выполнен в корпусе КДИ-16 (ГОСТ 23448—79). Массивный металлостеклянный кристаллодержатель эффективно отводит тепло от кристалла и позволяет обеспечить сравнительно небольшой его перегрев относительно температуры окружающей среды.

В качестве материала для изготовления кристалла использована двойная гетероструктура марки ЭСТР-Б на основе твердых растворов арсенида галлия—арсенида алюминия. Кристалл светодиода плоский, со сплошным контактом к *p*-слою и точечным к *n*-слою. Для увеличения полной мощности излучения используется отражатель, направляющий излучение боковых граней параллельно излучению плоскости кристалла. Диаметр излучающей площадки не более 400 мкм. Для защиты от воздействия окружающей среды кристалл покрывается многослойным покрытием на основе эпоксидного лака и оптического компаунда.

Электрические и спектрофотометрические параметры светодиода в значительной степени определяются температурой активной области кристалла, которая, в свою очередь, зависит от условий теплоотвода, режима работы, температуры окружающей среды. С помощью метода электротепловой аналогии было рассчитано тепловое сопротивление светодиода, характеризующее условия теплоотвода. При номинальных размерах всех деталей конструкции оно составляет 60 град/Вт. Экспериментальные значения, полученные по сдвигу длины волны излучения, составили --60—80 град/Вт. Поскольку подаваемая на светодиод элект-

рическая мощность не превышает 0,2 Вт, температура перегрева активной области составляет всего 12—16°С, что почти не влияет на характеристики светодиода.

На рис. 1 приведена зависимость мощности излучения от тока при нормальной температуре. Видно, что вплоть до токов порядка 100 мА, ватт-амперная характеристика линейна, затем из-за увеличения температуры перегрева кристалла она становится сублинейной, и при токе порядка 250 мА рост мощности излучения прекращается.

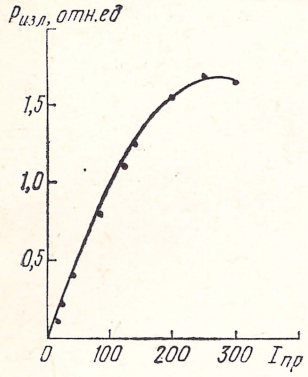


Рис. 1. Зависимость мощности излучения от прямого постоянного тока

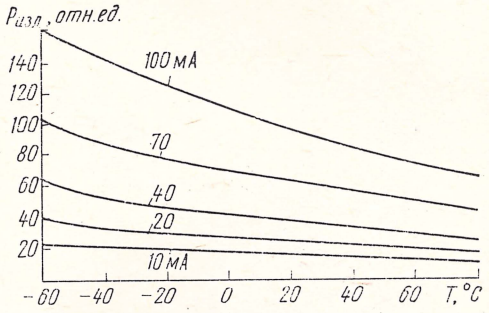


Рис. 2. Зависимость мощности излучения от температуры

Температурные зависимости мощности излучения при различных значениях тока приведены на рис. 2. При токе 100 мА температурный коэффициент мощности излучения изменяется от 0,9 проц/град в диапазоне (—60)—(—30)°С до 0,5 проц/град в диапазоне (+60)—(+85)°С. С уменьшением величины тока температурные коэффициенты уменьшаются и стремятся к одному значению, равному при токе 10 мА 0,5 проц/град.

Существенное влияние оказывает температура активной области кристалла на длину волны и полуширину спектра излучения светодиода. На рис. 3 и 4 приведены зависимости этих параметров от величины тока и температуры. Во всем рабочем диапазоне температур и токов спектр излучения имеет один максимум, положение которого определяется шириной запрещенной зоны материала активной области при данной температуре. С ростом температуры или тока максимум спектра излучения сдвигается в длинноволновую область, а его полуширина увеличивается. Температурные коэффициенты длины волны и полуширины спектра равны соответственно 0,37 и 0,125 нм/град.

Увеличения длины волны и полуширины спектра излучения при возрастании прямого тока сравнительно невелики благодаря хорошему теплоотводу, и соответствующие коэффициенты равны $5 \cdot 10^{-2}$ и $1 \cdot 10^{-2}$ нм/мА.

В большинстве случаев в световодных системах связи используется различного вида импульсная модуляция, поэтому представляет интерес исследование параметров светодиода в импульсном режиме работы. При протекании импульса тока через диод активная область нагревается, а в промежутке между импульсами охлаждается. Таким образом, на светодиод воздействуют переменная и постоянная составляющие тепло-

вого потока, зависящие от амплитуды и длительности импульсов тока и от частоты их следования. Тепловая мощность, выделяющаяся в светодиоде при импульсном питании, определяется как:

$$P_{имп} = I_{имп} U_{отс} + I^2_{имп} r, \quad (1)$$

где $I_{имп}$ — прямой импульсный ток;
$U_{отс}$ — прямое напряжение отсечки;
r — последовательное сопротивление светодиода.

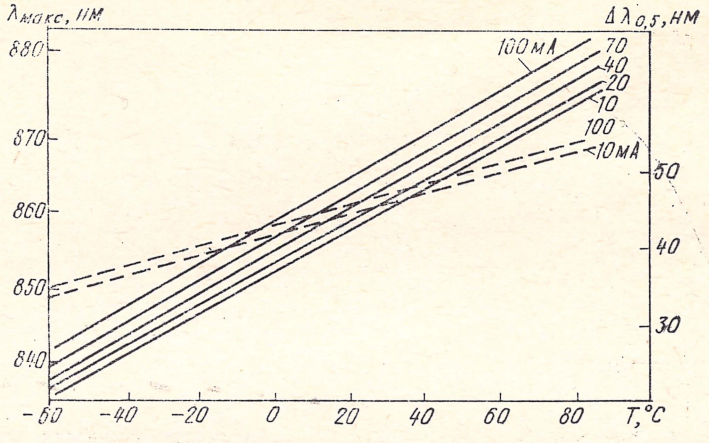


Рис. 3. Зависимость длины волны (сплошная линия) и полуширины спектра (пунктирная линия) излучения от прямого постоянного тока

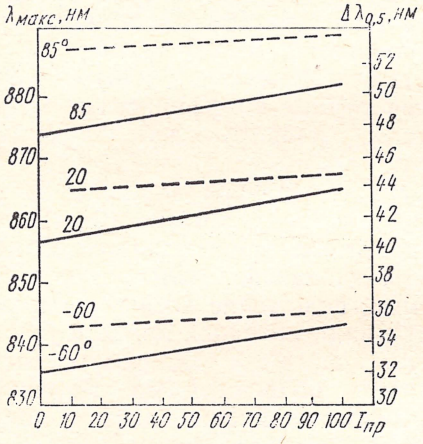


Рис. 4. Зависимость длины волны (сплошная линия) и полуширины спектра (пунктирная линия) излучения от температуры окружающей среды

Учитывая длительность импульсов и частоту их следования, можно определить среднюю тепловую мощность, выделившуюся в светодиоде:

$$P_{ср} = P_{имп} f \tau_{имп} = P_{имп} Q^{-1}, \quad (2)$$

где f — частота следования импульсов;
$\tau_{имп}$ — длительность импульса;
Q — скважность импульсного режима.

Для обеспечения длительной работы светодиода в импульсном режиме необходимо, чтобы средняя рассеиваемая мощность не превышала предельно допустимую мощность непрерывного режима, т. е.

0,2 Вт. По формулам (1) и (2) с учетом вольт-амперной характеристики светодиода (рис. 5) можно рассчитать зависимость предельно допустимой амплитуды токового импульса от скважности. Эта зависимость приведена на рис. 6. Экспериментальным путем получена зависимость допустимой длительности токового импульса от его амплитуры (рис. 7).

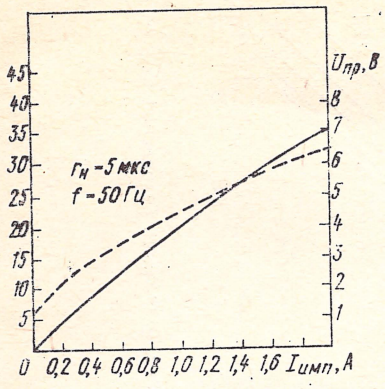


Рис. 5. Зависимость мощности излучения (сплошная линия) и прямого напряжения (пунктирная линия) от амплитуды импульсного тока

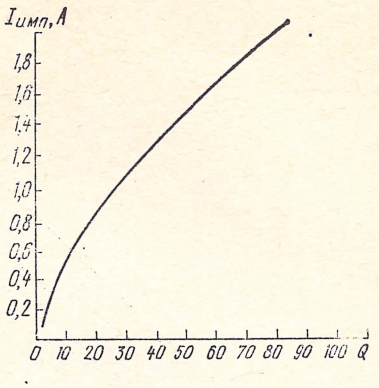


Рис. 6. Зависимость амплитуды предельно допустимого импульсного тока от скважности

В качестве критерия допустимости принято снижение амплитуды импульса излучения на 0,1 к концу импульса. При этом переменная составляющая температуры активной области еще не приводит к существенному увеличению скорости деградации. Исходя из тех же критериев, построена зависимость предельно допустимого среднего тока от амплитуды токового импульса (рис. 8).

Выбрать оптимальный режим работы светодиода в линии при заданных скорости передачи информации и формате кода можно с помощью кривых, изображенных на рисунках 9 и 10. Эти кривые ограничивают область надежной работы прибора в пределах которой максимальный перегрев активной области кристалла не превышает 12—15°С.

Скорость передачи информации в ВОЛС в значительной степени определяется характеристиками быстродействия светодиода: временем нарастания, спада и задержки импульса излучения. На рис. 11 и 12 приведены экспериментальные зависимости этих параметров от амплитуды токового импульса, позволяющие обосновать тот или иной импульсный режим работы светодиода.

Важнейший характерикой светодиода, предназначенного для работы в ВОЛС, является эффективность ввода излучения в световод. Этот параметр зависит от размеров излучающей площадки и диаграммы направленности излучения светодиода, диаметра сердцевины и числовой апертуры используемого световода.

Для сравнения АЛ-124 с другими светодиодами ИК диапазона АЛ-107Б, АЛ-115, «Тост», «Селена», Г-2 были измерены коэффициент ввода и полные потери излучения этих светодиодов в кварц-полимерном световоде с диаметром сердцевины 250 мкм и числовой апертурой 0,2 при номинальном рабочем токе. Зависимость уровня выходного сигнала фотоприемника от длины световода для каждого из исследованных светодиодов приведена на рис. 13. Видно, что наибольшее значение

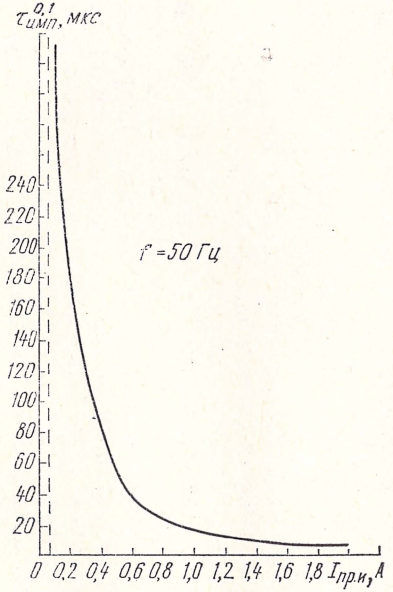


Рис. 7. Зависимость предельно допустимой длительности токового импульса от его амплитуды

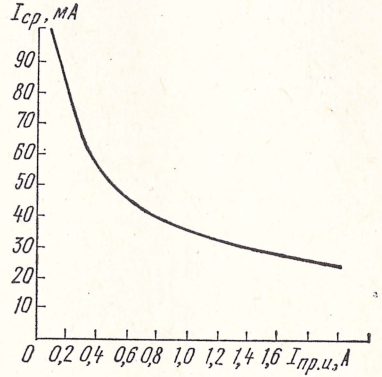


Рис. 8. Зависимость предельно допустимого среднего тока от амплитуды токового импульса

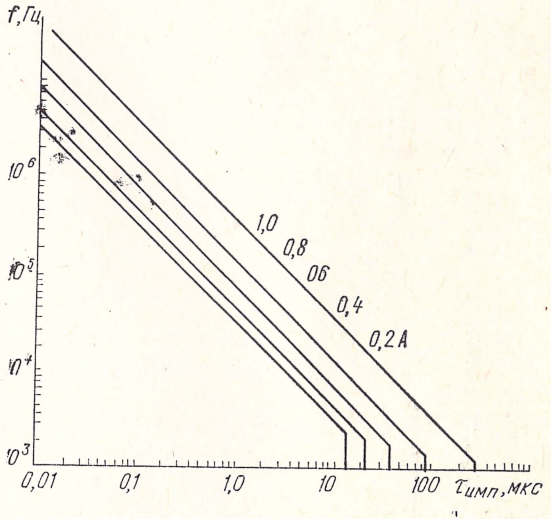


Рис. 9. Область безопасной работы светодиода

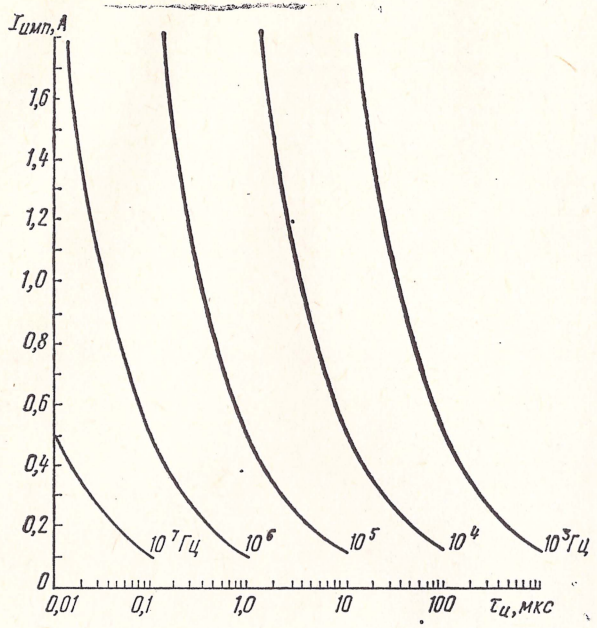


Рис. 10. Зависимость предельно допустимого тока от длительности импульса

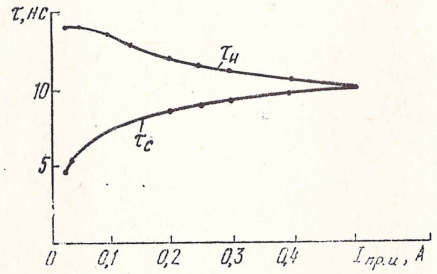


Рис. 11. Зависимость времени нарастания и спада импульса излучения от амплитуды токового импульса

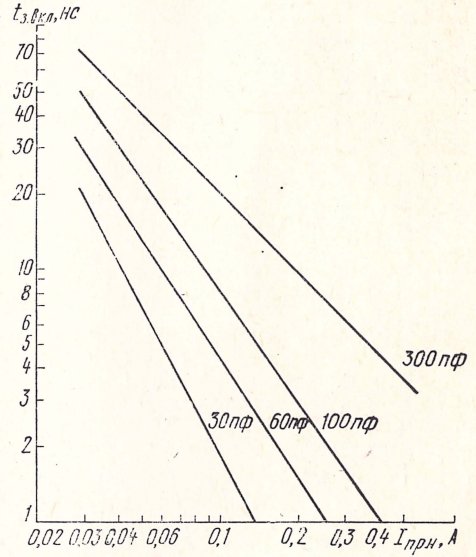


Рис. 12. Зависимость времени задержки излучения при включении от амплитуды токового импульса

мощности излучения, вводимой в световод, при номинальном рабочем режиме имеет светодиод АЛ-124. По наклону кривых на графике можно судить о потерях на поглощение в световоде. Они минимальны у светодиода «Селена», работающего на длине волны 1,06 мкм, и несколько больше у светодиодов «Тост», Г-2 и АЛ-124, работающих на длине волны 0,87 мкм. На длине волны 0,93 мкм у светодиодов АЛ-107Б и АЛ-115 потери на поглощение очень велики.

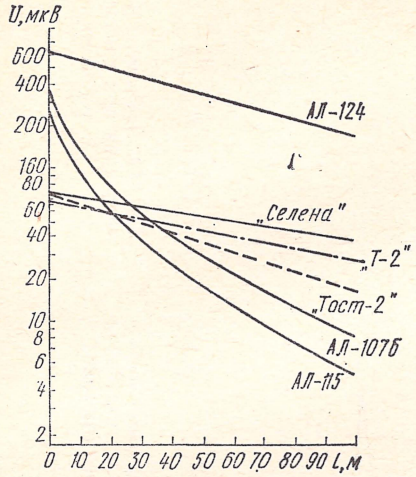


Рис. 13. Зависимость уровня выходного сигнала от длины линии

В настоящее время уже имеются некоторые данные о применении АЛ-124 в опытных оптических линиях связи.

Так, АЛ-124 использовался в составе линии длиной 100 м с семиволоконным оптическим кабелем с затуханием на рабочей длине 200 дБ/км. Линия обеспечивала скорость передачи информации до 10 Мбит/с или вероятность появления ошибки 10^{-9}. В другой линии с АЛ-124 в качестве излучателя был использован жгутовый кабель ГОЖБ длиной 30 м с коэффициентом пропускания — 7—17%. Верхняя граница рабочей полосы частот линии достигала 20 МГц. Положительные результаты дало испытание АЛ-124 в составе макета ВОЛС, использующей оптический кабель КВСП50-4/СА. Макет обеспечивал скорость передачи информации до 1 МБит/с, длина линии составляла 1,3 км.

Таким образом, из всех отечественных светодиодов АЛ-124 по своим электрическим и спектро-фотометрическим параметрам наиболее полно удовлетворяет требованиям, предъявляемым к источникам излучения для внутриобъектовых ВОЛС и может найти широкое применение в аппаратуре.

Статья поступила в январе 1983 года

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 621.373.826

Н. А. Матюшечкин, А. Б. Шакуров

РАСЧЕТ ОПТИМАЛЬНЫХ РАЗМЕРОВ ФОКОНА

Рассматривается согласующий элемент (фокон), применяемый для ввода оптической энергии источника излучения в волокно. На основе теоретического расчета показано, что при оптимальных размерах фокона ввод оптической энергии в волокно не хуже, чем в случае длинного фокона ($\beta \to 0$).

С развитием волоконно-оптических линий связи возникла проблема согласования источника излучения с волокном. Проблема обеспечения максимального ввода световой энергии в волокно возникает при различии геометрических размеров источника излучения и жилы волокна. Согласующий элемент вводится между источником излучения и волокном; его назначение — обеспечить максимально возможное значение кпд источника.

В качестве согласующего элемента возможно применение отрезка самофокусирующего волокна [1], волокна со сферическим концом [2], линз, параболических зеркал [3] и фоконов [4].

При расчете фоконов обычно пользуются инвариантом Лагранжа-Гельмгольца:

$$D_1 \gamma_1 n_1 = D_2 \gamma_2 n_2, \tag{1}$$

где D — диаметр пучка;

γ — угол его расходимости;

n — показатель преломления.

Индекс «1» относится к величинам на входе фокона, индекс «2» — на выходе. Это выражение получено в предположении, что сечение пучка света мало меняется с расстоянием, т. е. при $\beta \to 0$ (2β — угол при вершине фокона). Таким образом, выражение (1) справедливо для фокона большой длины. На практике пользоваться выражением (1) достаточно трудно, так как неизвестно, достаточна ли длина фокона, чтобы (1) выполнялось с необходимой точностью. В связи с этим возникла задача расчета реального «короткого» фокона.

Рассмотрим фокон с диаметром большого основания $2R_0$, с диаметром малого основания $2r_0$ и углом при вершине 2β (рис. 1). Ход лучей в фоконе проще анализировать, построив развертку, полученную последовательным поворотом фокона вокруг точки O' на угол 2β [5]. На этой развертке траектории лучей представляют собой прямые линии. Через точку P, отстоящую от оси фокона на расстоянии ρ_0, проведем луч PQ таким образом, чтобы угол между ним и осью QO' был равен предельному углу A_0. При этом луч PQ входит в фокон под углом α_0 и при распространении испытывает n отражений. ρ_0, может принимать любые значения в интервале — $R_0 < \rho < R_0$. Предельный угол A_0 определяется числовой апертурой используемого волокна:

$$n_0 \sin A_0 = A, \tag{2}$$

где A — числовая апертура стыкуемого с фоконом волокна;

n_0 — показатель преломления жилы фокона.

Ограничимся случаем малых углов, при которых $SinA_0 \approx A_0$. Это приближение хорошо выполняется вплоть до значений $n_0 SinA_0 \approx 0{,}5$.

Для луча PQ справедливо выражение:

$$\alpha_0 + 2n\beta = A_0. \tag{3}$$

Из этого соотношения следует, что если угол A_0 мал, то углы α_0 и $2n\beta$ также малы. Если луч PQ предельный, то все лучи, параллельные ему и проходящие от оси на расстоянии $\rho_0 - r_0 < \rho < \rho_0 + r_0$, будут также предельными (см. рис. 1). Предельный угол α_0 удовлетворяет выражению:

$$\alpha_0 = \frac{2nr_0 - \rho_0}{L}; \quad L = \frac{R_0 - r_0}{\beta} \tag{4}$$

Решая совместно (3) и (4), получим:

$$\alpha_0 = A_0 \frac{r_0}{R_0} - \beta \frac{\rho_0}{R_0} \tag{5}$$

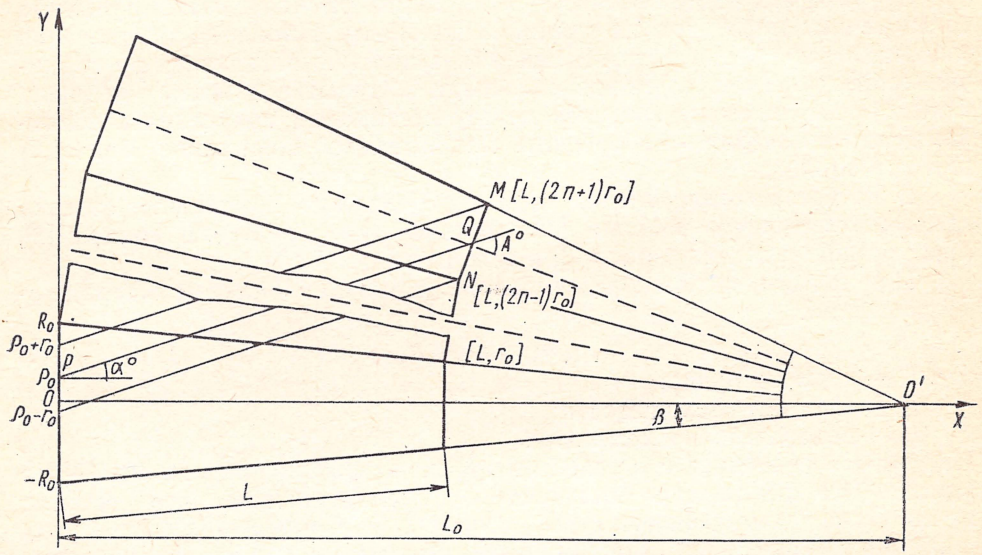


Рис. 1. Структурная схема фокона

Луч, параллельный PQ и проходящий на расстоянии $\rho_0 + r_0 < \rho < R_0$, испытывает еще одно отражение и выходит из фокона под углом больше критического на 2β. Поэтому критические лучи в этой области проходят вблизи точки M таким образом, чтобы не испытать $n+1$ отражения. Аналогично поведение критических лучей в области $-R_0 < \rho < \rho_0 - r_0$ в окрестности точки N. Окончательно имеем:

$$\left.\begin{array}{c} -R_0 < \rho < \rho_0 - r_0 \\ \alpha = \alpha_0 + \dfrac{\beta}{R_0 - r_0}(-\rho + \rho_0 - r_0) \\ \rho_0 - r_0 < \rho < \rho_0 + r_0 \\ \alpha = \alpha_0 \\ \rho_0 + r_0 < \rho < R_0 \\ \alpha = \alpha_0 - \dfrac{\beta}{R_0 - r_0}(\rho - \rho_0 - r_0) \end{array}\right\} \tag{6}$$

Рассмотрим работу фокона как согласующего элемента. Пусть на расстоянии σ от оси фокона размещается точечный источник света (рис. 2). Из всех лучей, выходящих из источника, в волокно могут быть

введены лишь лучи, лежащие в пределах угла $\varphi=\alpha_1+\alpha_2$. Угол α_1 образует положительный угол с осью фокона и его величина определяется выражением (6). Угол α_2 численно равен углу α_2', который образует с осью фокона луч, вошедший в фокон на расстоянии — ρ. Величина

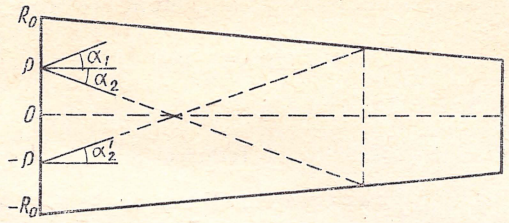


Рис. 2. Схема включения фокона

этого угла также определяется из (6). Если источники излучения заполняют весь входной торец фокона — $R_0<\rho<R_0$, то эффективность его работы как согласующего элемента можно охарактеризовать интегралом:

$$I=2\pi\int_0^{R_0}\varphi(\rho)\,\rho\,d\rho. \tag{7}$$

Величина этого интеграла зависит от параметра ρ_0. Исследовав (7), можно показать, что при $\frac{r_0}{R_0}<\frac{1}{2}$

$$\rho_{\text{опт}}=\frac{R_0}{2};\quad I=2\pi\left\{A_0 r_0 R_0+\beta\frac{r_0}{R_0-r_0}\left(\frac{R_0^2}{4}-\frac{r_0^2}{3}\right)\right\}. \tag{8}$$

В случае $\frac{r_0}{R_0}>\frac{1}{2}$

$$\rho_{\text{опт}}=\sqrt{r_0(R_0-r_0)};\quad I=2\pi\left\{A_0 r_0 R_0+\frac{2}{3}\beta r_0\sqrt{r_0(R_0-r_0)}\right\}. \tag{9}$$

Вычислив выражение (7) для углов, удовлетворяющих (1), получаем величину:

$$I=2\pi A_0 r_0 R_0. \tag{10}$$

Сравнивая выражения (8), (9) и (10), легко видеть, что оптимизированный фокон вводит излучение в волокно не хуже, чем фокон с очень малым углом при вершине. Выражения (8), (9) при $\beta=0$ переходят в (10). Подставляя в (4) $\rho_{\text{опт}}$ и решая совместно (3) и (4), находим оптимальные размеры фокона:

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{r_0}{R_0}<\frac{1}{2};\quad \beta_{n\,\text{опт}}=\frac{A_0(1-r_0/R_0)}{2n-0{,}5};\quad L_{\text{опт}}=\frac{R_0}{A_0}(2n-1/2)\\
&\frac{r_0}{R_0}\geqslant\frac{1}{2};\quad \beta_{n\,\text{опт}}=\frac{A_0(1-r_0/R_0)}{2n-\sqrt{\frac{r_0}{R_0}\left(1-\frac{r_0}{R_0}\right)}};\\
&L_{\text{опт}}=\frac{R_0}{A_0}\left[2n-\sqrt{\frac{r_0}{R_0}\left(1-\frac{r_0}{R_0}\right)}\right]
\end{aligned}\right\} \tag{11}$$

Из (11) следует, что оптимальная длина фокона может быть очень малой $\left(L_1=\frac{3}{2}\frac{R_0}{A_0}\right)$, а оптимальный угол — большим вплоть до $(\frac{2}{3}A_0)$.

Это открывает возможность создания согласующих элементов малых размеров, которые вводят оптическую энергию не хуже длинных (идеальных) фоконов. Более того, из (8) и (9) следует, что эффективность фокона возрастает с ростом угла при вершине β, а это эквивалентно уменьшению числа отражений луча в фоконе (эффективность максимальна при $n=1$).

ЛИТЕРАТУРА

1. Филимонов В. П., Цибуля А. Б., Чертов В. Г. ОМП, 1979, № 4. с. 25—27.
2. Daido Y. — FUJITSU Scientific of Technical Journal, September, 1978, v. 14, N 3, p. 25—35.
3. Thyagarajan K., Scharma A., Ghatac A. K. — Applied Optics, Aug., 1978, v. 17, № 15, p. 2416—2419.
4. Ozeki Takeshi, Kawasaki B. S. — Electron Lett., 1976, v. 12, N 23, p. 607—608.
5. Вейнберг В. Б., Саттаров Д. К. Оптика световодов. — Л.: Машиностроение, 1977, с. 129.

Статья поступила в июне 1983 года

УДК 621.382

Е. К. Алахов, Р. В. Шишигин

АВТОМАТИЗАЦИЯ И СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРНОГО АВТОДИНА

Рассмотрен вопрос об автоматическом переходе транзисторного генератора гармонических колебаний в область бифуркаций (при срыве колебаний) и стабилизация режима.

Автодинные генераторы (АГ) относятся к нелинейным электронным устройствам и применяются для гетеродинного преобразования частоты (в системах несамостоятельного автодинного приема) и для работы в качестве приемопередатчиков (в системах самостоятельного автодинного приема) [1, 2].

В каждом из вариантов наибольшая чувствительность к принимаемым колебаниям достигается в областях бифуркаций колебаний автодина, т. е. при срыве генерации. Реализация такого режима встречает на практике определенные трудности, связанные с неустойчивостью процессов. Для стабилизации режима и автоматического выхода на параметр высокой автодинной чувствительности в развитие положений, изложенных в [2], рассмотрим схему транзисторного автодина, выполненную по методу трехточки (рис. 1).

Генератор-автодин на транзисторе $V1$ содержит две индуктивности при заземленном эмиттере. Индуктивность $L_{св}$ предназначена для передачи сигнала от автодина к антенне W и от антенны к автодину. Схема характеризуется коэффициентом обратной связи $K_{ос}=L_2/(L_1+L_2)$ и коэффициентом включения контура $P=L_1/(L_1+L_2)$ с выполнением соотношения

$$K_{ос}+P=1. \tag{1}$$

Определив резонансное сопротивлние $R_{ое}$ контура, запишем условие самовозбуждения для АГ:

$$K_{ос}P^2R_{ое}S=K_{ос}(1-K_{ос})^2R_{ое}S\geqslant 1, \tag{2}$$

где $S=h_{21э}/h_{11э}$ — параметр крутизны транзистора $V1$ в рабочей точке для смещения $U_{об1}$ на базе. Для минимизации генерируемой мощности и использования нелинейных свойств транзистора смещение на базе должно быть небольшим (менее потенциального барьера $\Delta\varphi_0$). Такой

режим соответствует и минимизации крутизны. Для заданной величины R_{oe} контура на основании (2) определим производную $\frac{dS}{dK_{oc}}$ и, приняв ее равную нулю, найдем условие минимальной крутизны:

$$\frac{dS}{S\,K_{oc}} = \frac{3\,K_{oc}^2 - 4\,K_{oc} + 1}{R_{oe}\,K_{oc}^2\,(1 - K_{oc})^4} = 0. \qquad (4)$$

Откуда $K_{oc} = 1/3$, $P = 2/3$ и $S_{мин} = 6{,}75/R_{oe}$.
Аналогичные данные можно получить и для емкостной трехточки АГ.

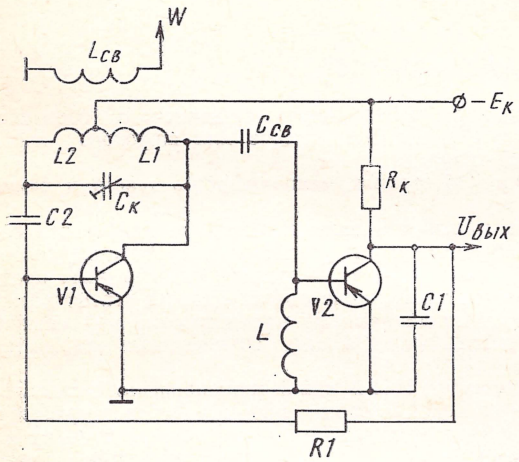


Рис. 1. Принципиальная схема генератора

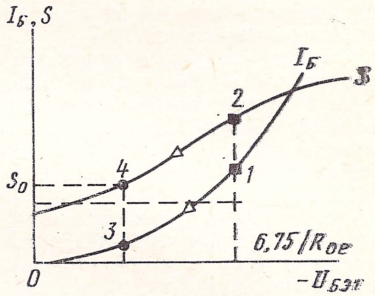


Рис. 2. График тока базы и крутизны транзистора *T1*

Для автоматизации выхода АГ на такой режим и его стабилизации в схеме рис. 1 используется второй транзистор *V2*. Процессы в схеме характеризуются графиком рис. 2. В исходном состоянии транзистор *V2* закрыт (база через индуктивность *L* соединена с эмиттером) и потенциал коллектора близок к величине источника питания $E_к$. Этот потенциал через резисторы $R_к$ и R_1 передается на базу *V1*, чем образуется начальная рабочая точка 1 на входной характеристике (рис. 2) при крутизне S_1 в точке 2.

Колебания в схеме автодина начнут нарастать по амплитуде и транзистор *V2* переходит в режим выпрямления колебаний в цепи с уменьшением потенциала коллектора. В результате уменьшается потенциал базы у *V1* (через резистор R_1) и процесс заканчивается в точке 3 на графике рис. 2 при крутизне S_0 вблизи значения $6{,}75/R_{oe}$. В дальнейшем режим будет поддерживаться автоматически.

Для предотвращения низкочастотных релаксаций во всей схеме рис. 1 должно выполняться неравенство $S_1 S_2 r_L R_к < 1$, где S_1, S_2 — значения крутизны транзисторов *V1*, *V2*, r_L — активное сопротивление катушек индуктивности L_1 и *L*.

ЛИТЕРАТУРА

1. Элементы радиоприемных устройств. Межвузовский тематический научный сборник. — Таганрог: ТРТИ, 1978, вып. 2

2. Алахов Е. К. Некоторые проблемы построения автодинных приемопередающих устройств и пути их решения. — Современная электроника в оптическом приборостроении. — Труды ЛИТМО, 1981.

Статья поступила в августе 1983 года.

ВНИМАНИЮ АВТОРОВ!

Содержание статей, направленных в редакцию научно-технического сборника, должно соответствовать его профилю и представлять интерес для широкого круга специалистов организаций и предприятий отрасли.

Объем статьи не должен превышать 15 страниц машинописного текста и иметь не более 5 иллюстраций.

В статьях следует кратко излагать то новое и оригинальное, что получено в результате работы предприятия или автора; не допускать излишних подробностей, повторения известных положений, неточных формулировок и неправильно построенных предложений, искажающих смысл и затрудняющих понимание текста. Каждая статья должна оканчиваться четкими выводами и рекомендациями по практическому применению (использованию в НИР, ОКР и на производстве). Выводы оформляются отдельным подразделом.

Статьи представляются в двух экземплярах (1-й и 2-й машинописные экземпляры), отпечатанные через два интервала на одной стороне листа стандартного размера с полями 3 см с левой стороны. На полях против ссылок в тексте проставляются номера рисунков и таблиц. Кроме основного текста, статья должна содержать индекс УДК, краткую аннотацию (между названием и текстом).

К статье необходимо приложить реферат объемом 10—15 машинописных строк, в котором должно быть изложено основное содержание статьи.

Математические выводы (формулы) должны быть сжатыми, без промежуточных преобразований, упрощены частичной или полной заменой прямой черты дроби на косую, а также введением вместо дроби отрицательного показателя степени (т. е. приспособлены для однострочного набора). Нумеровать следует только те формулы, на которые имеются ссылки в тексте. Автор должен произвести разметку: прописные буквы латинского алфавита размечаются подчеркиванием двумя прямыми и одной волнистой черточками, строчные — двумя прямыми сверху и одной волнистой снизу; для сходных по начертанию букв должны быть даны пояснения на полях статьи; греческие буквы должны быть обведены красным карандашом.

Единицы измерения должны обозначаться согласно принятым обозначениям по международной системе единиц (СИ). Термины и обозначения необходимо указывать в соответствии с действующими государственными стандартами.

Список литературы и подрисуночные подписи следует напечатать на отдельных страницах после основного текста в порядке упоминания. Описание пристатейных списков литературы должно соответствовать ГОСТ 7.1—76 («Библиографическое описание произведений печати»). Для журнальных статей отечественных и зарубежных изданий необходимо указывать фамилию и инициалы авторов, название статьи, журнала, год, том, номер, страницу (для зарубежных журналов все на иностранном языке). Для книг — фамилию и инициалы автора, полное название книги, место издания, издательство, год издания, страницы.

Иллюстративный материал прилагается в двух экземплярах и должен соответствовать требованиям ЕСКД. Нельзя вклеивать иллюстрации в текст. Чертежи и схемы выполняются черной тушью на чертежной бумаге или кальке размером 13×18 см. Сложные чертежи, насыщенные мелкими деталями, и чертежи с большим количеством выносок следует переработать в целях исключения изображений и надписей, надобность в которых не вызывается содержанием статьи. Графики должны иметь сетку. Графики без сетки допускаются в случае, если на осях нет цифровых обозначений. На графиках обязательно должны быть указаны названия осей и размерность.

Таблицы печатаются также на отдельных листах. Они должны быть лаконичными, содержать минимальное количество данных, необходимых для иллюстрации текста статьи, иметь тематические заголовки и не дублировать графики.

Статья направляется на издание с сопроводительным письмом за подписью руководителя предприятия. К сопроводительному письму, кроме статьи, прилагаются: выписка из решения НТС с обоснованием целесообразности публикации, акт экспертизы, справка о написании статьи в нерабочее время (обязательна гербовая печать) и личные карточки авторов.

Оба экземпляра статьи подписываются всеми авторами.

Редактор *Е. К. КИЧКИНА*

Подписано к печати 30.12.83 Т-03291
Заказ № 1018 Цена 80 коп. Индекс 3942
Формат $70\times108^{1}/_{16}$ Печ. л. 11,5 Тираж 1000 экз.

УДК 534.86 Гуляев Ю. В., Проклов В. В., Шкердин Г. Н., С. Н. Антонов. **Новые акустооптические эффекты в твердых телах.** Часть II. — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 3—17.

Проведены экспериментальные исследования ряда новых акустооптических явлений в твердых телах и, в частности, эффектов сильного уширения угловых спектров дифрагированного света и скачкообразного изменения фазы прошедшего света с ростом амплитуды звука при сильном акустооптическом взаимодействии. Экспериментальные данные удовлетворительно согласуются с теоретическими расчетами с учетом анизотропного характера АО взаимодействия.

УДК 621.373.826:621.396 Дойников А. Д., Новиков С. А., Харитонов В. Х., Чугреев О. С. **Характеристики двухполюсной кольцевой сети связи с аппаратно-программной реализацией.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 18—26.

Разработка математической модели и определение вероятностно-временных характеристик относятся к малоизученной области исследования процессов в кольцевой сети связи. Системы с использованием интеллектуальной элементной базы — микропроцессоров обладают целым рядом преимуществ перед системами, построенными на «жесткой логике». Рассмотрены варианты реализации аппаратуры на основе восьми- и шестиразрядного микропроцессора, а также реализация различных алгоритмов кодирования. Применение микропроцессоров в кольцевых сетях связи при реализации устройства, защиты от ошибок на микропроцессорном комплекте К 589 позволяет существенно повысить как скорость передачи информации, так и значение коэффициента канала, особенно при реализации кодирования табличным методом.

УДК 621 382.82.901.2 Полутин В. С., Ламекин В. Ф. **Повышение эффективности статистического анализа и оптимизации интегральных схем аналитическими методами.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып.2, с. 26—31.

Разработан способ повышения эффективности статистического анализа и оптимизации интегральных схем (ИС) методом моментов. Технологическая модель разброса параметров компонентов дополнена статистическими связями между параметрами активных компонентов, происхождение которых связано с физическими основами функционирования таких компонентов. Подобный подход позволяет уменьшить количество расчетов сложной схемы а, следовательно, и время статистического анализа и оптимизации в пределах от 1 до 20 раз, а также объем занимаемой памяти ЭЦВМ в 19 и более раз. Предлагаемая модификация модели разброса параметров активных компонентов позволяет методу моментов конкурировать по точности и трудоемкости с методом Монте-Карло для всех ИС по сложности доступных современным программам машинного анализа ИС.

УДК 534.86+621.39 Немировский М. Л., Игнатов В. И., Ковешников В. П. **Методика аппроксимации оптимальной АЧХ электроакустического тракта.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС) , 1983, вып. 2, с. 31—36.

Оптимальная АЧХ электроакустического тракта, полученная расчетным путем, представляет собой сложную зависимость, которую точно реализовать простыми устройствами не представляется возможным. Поэтому целесообразно оптимальную АЧХ аппроксимировать более простой зависимостью с учетом получения наименьшей разницы между максимально возможным значением разборчивости речи, соответствующим оптимальной АЧХ, и значением разборчивости речи, получаемым при аппроксимированной АЧХ электроакустического тракта. При аппроксимации использовался метод наименьших квадратов. В качестве аппроксимирующей функции были рассмотрены полиномы нулевой, первой и второй степени. В рассматриваемом случае для конкретного типа тракта наилучшие результаты получаются при квадратичной аппроксимации, при которой разборчивость слов отличается от максимальной не более чем на 0,5%. При этом квадратичная форма АЧХ ЭАТ реализуется с помощью резистивного усилителя, нагрузка которого зашунтирована последовательным колебательным контуром. Такой усилитель не вызывает трудностей в реализации и настройке.

УДК 621.383.52 Дмитриев С. А., Фунтиков М. В. **Метод расчета допустимых потерь в аналоговых ВОЛС.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 36—41.

Для определения энергетического потенциала аналоговой волоконно-оптической линии связи и выбора элементной базы (излучателя, световода, фотоприемника, оптических соединителей и др.) необходимо знать минимально допустимую мощность оптического сигнала, при которой будет соблюдаться нужное отношение сигнал/шум. Получено выражение для определения минимального тока сигнала. Приводится пример расчета величины этого тока для двух типов фотодиодов.

УДК 621.395.61.03 Котович Г. Н., Ламекин В. Ф. **Особенности построения низкоскоростных кодеков с дельта-модуляцией.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 41—56.

Низкоскоростными кодеками являются кодеки, тактовая чистота которых в несколько раз превышает верхнюю частоту спектра входного сигнала. Применение их в средствах связи позволяет увеличить в несколько раз число каналов связи при сохранении занимаемой полосы частот радиосредств подвижных объектов. При реализации низкоскоростных кодеков применяются две основные структуры. В первой — ограничение скорости входного сигнала производится с помощью расчленения полосы частот, занимаемой входным сигналом, на 3—4 перекрывающихся частотных поддиапазона с последующей компрессией сигналов по уровню в пределах каждого поддиапазона. Во второй — адаптация осуществляется в соответствии с алгоритмом работы цепи компандирования, основанном на вычислении прогностических коэффициентов в результате анализа изменения плотности цифрового ДМ-сигнала на интервале двух- или трехтактовых интервалов.

УДК 621.396.975(088.8) Ковешников В. П. **Использование ортогональных сигналов в устройствах многопрограммного вещания.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, 2, с. 56—64.

В настоящее время в различных областях техники связи широко используется аппаратура с применением ИКМ и ДМ. Однако аппаратура подобного рода обладает недостатками, к которым относятся сложность устройства и широкополосность. Для устранения этих недостатков в устройствах многопрограммного вещания, устанавливаемых в салонах пассажирских самолетов, предлагается использовать вместо ИКМ или ДМ ортогональные функции (например, функции Радемахера или Уолша). С этой целью разработаны структурные схемы устройства и отдельных функциональных узлов, входящих в его состав. Для проверки работоспособности и эффективности устройства выполнено макетирование и приводятся результаты экспериментальных исследований.

УДК 534.863.01 Ковешников В. П. **Оценка допустимого разброса параметров элементов электроакустического тракта.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 64—73.

Существующая методика расчета разборчивости речи основана на использовании номинальных значений параметров элементов электроакустического тракта, усредненных условий осуществления связи и статистических данных слуха и речи. Данная методика позволяет рассчитать среднее значение разборчивости речи, а при наличии допусков на параметры элементов электроакустического тракта оценить ее ожидаемый разброс. Предлагаемая методика позволяет решить обратную задачу — по заданному классу качества речевой связи определить рациональные допуски на параметры разрабатываемых элементов электроакустического тракта.

УДК 612.373.826:621.396.012 Ламекин В. Ф. **Сопоставление цифровых ВОСС со звездообразной и кольцевой структурами для внутриобъектовой связи.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 73—78.

Широкое распространение во внутриобъектовых системах связи с цифровой передачей информации по волоконно-оптическим линиям связи находят централизованные структуры со звездообразной конфигурацией и децентрализованные кольцевые структуры. Сопоставление энергетических характеристик обеих структур в оптическом диапазоне и реализация электронных блоков управления и коммутации показывает преимущества применения звездообразной системы перед кольцевой при количестве абонентов меньше 10.

Анализ показал целесообразность применения в оконечных устройствах однокристалльных микро-ЭВМ и аналогичных микропроцессоров.

УДК 621.317.74.03 Ламекин В. Ф. **Теоретические основы проектирования быстродействующих операционных усилителей.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь. (ВОС), 1983, вып. 2, с. 78—87.

Для улучшения параметров различных радиотехнических устройств широко используются быстродействующие операционные усилители (БОУ), выполняющие высокоточные операции с сигналами. Поэтому весьма актуальной является проблема создания БОУ, обладающих широкой полосой пропускания и высокой скоростью нарастания сигнала. Анализ причин, ограничивающих быстродействие усилителей, показал, что основными из них являются следующие: ограниченность частотных свойств транзисторов, наличие паразитных элементов у транзисторов подложки и корпуса микросборки, несовершенство схемотехники. Разработаны схемы, позволяющие реализовать высокое быстродействие, и приняты рекомендации по выбору элементной базы; проанализированы технологические факторы снижения быстродействия и выработаны рекомендации по его повышению. Разработанные ГИС БОУ и результаты исследований их параметров позволяют рекомендовать их для применения в аппаратуре связи различного назначения.

УДК 621.391.037. Засовин Э. А., Захаренко А. К., Кулаков Е. В., Сычугов В. А. **Выбор оптимального спектрального диапазона и режима работы ССС по критерию наименьших затрат энергии на передачу информации.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 87—90.

С учетом фундаментальных ограничений квантовой механики на возможности измерения параметров электромагнитной волны, распространяющейся по одномодовому каналу передачи, получены аналитические выражения для определения минимальных затрат энергии на передачу единицы информации и условий достижения этого минимума. Показано, что наиболее оптимальным с точки зрения достижения минимальных затрат энергии на передачу информации является дальний ИК диапазон длин волн электромагнитных излучений.

УДК 621.378.9. Дмитриев С. А., Ефремова Г. А., Ефремов Н. И., Королев А. С., Скиба В. П. **Технологические особенности изготовления оптических волноводов в плавленом кварце методом ионной имплантации.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 91—102.

Широкое развитие интегральной оптики и ее внедрение в различные сферы науки и техники требуют создания не только активных или управляемых, но и пассивных элементов, таких как фильтры, устройства сопряжения, планарные призмы, линзы и распределители энергии. Создание недорогих технологичных пассивных волноводов и в настоящее время имеет весьма актуальное значение. Изготовление волноводов с помощью метода ионной имплантации позволяет получать волноводы с малыми потерями (0,2 дБ/км), при этом их топология хорошо совпадает с топологией маски. Метод позволяет контролировать толщину волноводного слоя, его показатель преломления с помощью параметров техпроцесса, создавать погруженные волноводы.

В работе исследуется процесс создания волноводов в плавленом кварце при облучении ионами H^+, He^+, B^+, O^+ и P^+ с различной энергией и дозой. Анализируется механизм возникновения оптических потерь и даются рекомендации по их снижению. Приводится ряд зависимостей, полученных в процессе экспериментов.

УДК 621.378 Дмитриев С. А., Ефремов Н. И., Ефремова Г. А., Скиба В. П. **Методы соединения одномодовых волоконных световодов и канальных интегрально-оптических волноводов (Современное состояние и основные достижения).** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 103—107.

Успехи в разработке одномодовых волоконных световодов и устройств интегральной оптики позволят в ближайшем будущем приступить к созданию световодных систем связи с оптической коммутацией и обработкой сигналов. Для практической реализации таких систем необходима разработка высокоэффективных способов соединения одномодовых волоконных световодов с канальными интегрально-оптическими волноводами. Известны два основных способа стыковки: способ туннельного взаимодействия и способ прямого возбуждения. Каждый из них имеет довольно большое количество разновидностей. В результате анализа достоинств и недостатков различных способов предложен ряд рекомендаций по осуществлению соединения ОВС — ИОВ.

УДК 621.315.61 Дмитриев С. А., Ефремова Г. А., Ефремов Н. И., Королев А. С., Скиба В. П. **Применение ионной имплантации для изготовления волноводов в $LiNbO_3$.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 107—113.

В настоящее время весьма актуальной является проблема создания интегрально-оптических устройств на таком перспективном материале, как $LiNbO_3$, работающих в одномодовом режиме. Одномодовый режим работы таких устройств накладывает строгие ограничения на толщину и ширину изготовляемых волноводов, которые лежат в пределах от десятых долей микрона до нескольких микрон. Традиционным методом диффузии весьма затруднительно получить столь малые размеры. С помощью технологии облучения $LiNbO_3$ различными ионами можно получать волноводы шириной 2—3 мкм на расстоянии 1—3 мкм друг от друга. Этим методом можно менять глубину залегания примесей, профиль ее распределения, а следовательно, контролировать показатель преломления, меняя соответствующие параметры техпроцесса.

В статье дан обзор существующих работ и исследованы возможности создания интегрально-оптических волноводов с помощью метода ионной имплантации. Особенно интересным является комбинированный метод диффузии металла и ионного облучения для формирования полосковых волноводов и волноводов разнообразных конфигураций для схем интегральной оптики.

УДК 621.315.2 : 681.7.068.4 Васильев В. Е., Пронин Г. И., Ларин Ю. Т., Шахназаров Ю. Г. **Опыт разработки и изготовления волоконно-оптических кабелей на технологическом оборудовании кабельных заводов.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 113—116.

При разработке оптических кабелей были опробованы жгутовые оптические волокна с лаковым и полиамидным защитным покрытием. Разработка оптических кабелей проводилась с ориентацией на неспециализированное технологическое оборудование кабельных заводов с использованием в конструкциях кабелей стандартных электротехнических материалов. В результате работ по упрочнению оптических волокон был разработан основной элемент конструкций кабелей — оптический модуль с оптическим волокном с полиамидным покрытием, защитной фторопластовой оболочкой и упрочняющими элементами из нитей СВМ. На базе оптических модульных элементов были разработаны конструкции и промышленная технология изготовления 1-, 2-, 4-, 6- и 8-волоконных оптических кабелей. Испытания опытных образцов оптических кабелей показали высокий уровень технических характеристик кабелей и их пригодность для широкого внедрения в системы связи.

УДК 519.68:65.012.2 Фролов Л. Б., Канцырева Т. А., Волкова И. Я. **Применение ЭВМ для анализа структурных изменений продукции в производственной программе предприятия.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь. (ВОС), 1983, вып. 2, с. 117—122.

Анализ структурных изменений продукции является инструментом оценки планов предприятия по составу и объемам внедрения новой техники с точки зрения их влияния на показатели роста производительности труда и объемов производства. Для оценки влияния изменений в структуре производственной программы предприятия на темпы роста выработки применяются индексы структурных сдвигов изделий по трудоемкости. Приведены основные соотношения для расчетов индексов изделий, заданных в плане в количественном и стоимостном выражении, новых изделий и изделий, снимаемых с производства. Разработан ряд программ, реализующих систему анализа и предусматривающих логический контроль входной информации, что повышает достоверность выходных результатов. Рассмотрена возможность интегрального представления индексов структурных сдвигов изделий в виде графика гистограммы их распределения.

УДК 621.396:681.322 Деревянко С. Н., Малаховский А. С. **Модульная микро-ЭВМ для АВСК ПО.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 123—128.

Применение микропроцессоров в АВСК ПО существенно улучшает их эксплуатационные характеристики (надежность, потребление энергии, габариты, масса, стоимость).

Применение модульной микро-ЭВМ позволяет использовать ее в целом ряде АВСК, различающихся функциональной сложностью.

Разработанная модульная микро-ЭВМ построена на основе микропроцессора 580ВМ80.

Выведена формула, показывающая целесообразность применения модульной микро-ЭВМ в АВСК. Рассмотрены примеры применения микро-ЭВМ и даны рекомендации по выбору оптимального набора модулей.

УДК 621.373.826:621.396 Гончаров И. Г., Кротенок Э. В., Тарасова А. П. **Использование микролинз для согласования излучения полупроводникового лазера с волоконным световодом.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 128—133.

Основными проблемами при передаче информации по световодному волокну являются проблемы согласования излучающей поверхности лазера и приемной поверхности волокна. Трудность ввода излучения в волокно связана с большой расходимостью и разными размерами ближнего поля лазера во взаимно-перпендикулярных плоскостях. При непосредственном соединении потери на ввод достигают 50%—95%. Для повышения эффективности ввода применяются различные согласующие элементы: микролинзы, селфоки, фоконы. При исследовании ввода излучения лазера в волокна с разными диаметрами проводящей жилы и апертурами использовались микролинзы из халькогенидного стекла. Был проведен расчет микролинз, т. к. диаметр микролинзы, угол между преломленным лучом и оптической осью волокна и угол захвата зависят от коэффициентов преломления волокна, оболочки и линзы, диаметра волокна и его апертуры. Из проведенных исследований видно, что применение микролинз повышает эффективность ввода для низкоапертурных волокон приблизительно в 10 раз.

УДК 621.373.826:621.382 Шмелев К. Д. **Стабилизация оптических параметров полупроводниковых лазеров.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 134—141.

Полупроводниковые лазеры благодаря своим уникальным свойствам находят широкое применение в таких областях, как оптическая атмосферная и волоконная связь, локация, дальнометрия и др. Однако электрические и оптические параметры полупроводниковых лазеров в значительной степени изменяются при колебаниях температуры p—n-перехода, а также в зависимости от срока службы и метода накачки. Для увеличения срока службы полупроводниковых лазеров и стабилизации их параметров предлагается стабилизировать интенсивность оптического излучения с помощью цепи обратной связи, используя при этом нерабочий луч. Однако при таком методе стабилизации в активном режиме используется только часть выходной мощности лазера (50—60%). В схеме стабилизации с полным использованием мощности излучения основного (рабочего) лазера и суммированием вспомогательного лазера при небольшом диапазоне их изменения стабильность общей выходной интенсивности имеет удовлетворительные значения. Для получения необходимого срока службы полупроводниковых лазеров (не менее 10 тыс. ч.) предлагается использовать решетки полупроводниковых лазеров, например, из 4—8 штук на одной подложке.

УДК 621.382.12.08 Полутин В. С. **Малосигнальная модель входной цепи биполярного транзистора с учетом эффектов Кирка, модуляции проводимости и оттеснения тока эмиттера.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 141—153.

Активная область базы транзистора представлена в виде неоднородной распределенной линии передачи. Сформировано дифференциальное уравнение, описывающее активную базу, с учетом модуляции проводимости базы, эффекта Кирка. Полученные решения дают представление об эффектах статического и динамического оттеснения тока эмиттера в условиях малого, среднего и высокого уровней инжекции по постоянному току и позволяют получить более точные расчетные формулы для входного импеданса транзистора в широком диапазоне частот и амплитуд переменной составляющей входного сигнала. Введен критерий малосигнальности модели транзистора, связывающий предъявляемую точность с диапазонами амплитуд и частот переменной составляющей входного сигнала.

УДК 621.383.52:621.396.624. Горбатов Н. А., Вилисов А. А., Желудков В. М., Охманович К. Б. **Светодиод для внутриобъектовых ВОЛС.** — Техника средств связи. — Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 154—160.

Для создания внутриобъектовых ВОЛС необходим светодиод с длиной волны излучения, совпадающей с одной из полос пропускания кварца, небольшой излучающей площадкой и специальной, удобной для стыковки со световодом, конструкции. Разработан светодиод АЛ-124, который во многом удовлетворяет этим требованиям. Его основные параметры: длина волны излучения — 0,86—0,88 мкм, ток накачки — 100 мА, общая мощность излучения 4—8 мВт, быстродействие не хуже 16 нс, диаметр излучающей площадки 400 мкм. Результаты измерений эффективности ввода излучения в кварцполимерный световод диаметром 250 мкм показывают, что по сравнению с другими светодиодами АЛ-124 имеет лучшие параметры. Светодиод АЛ-124 использовался в опытных линиях оптической связи.

УДК 621.373.826 Матюшечкин Н. А., Шакуров А. Б. **Расчет оптимальных размеров фокона.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 161—164.

С развитием волоконно-оптических линий связи возникла проблема согласования источника излучения с волокном. Эта проблема на данном этапе очень актуальна, так как большая часть оптической энергии теряется именно при вводе в волокно. В качестве согласующего элемента возможно применение фокона, преимущества которого заключаются в простоте изготовления и стыковки с волокном и источником излучения. Известные формулы расчета фокона применимы лишь для идеального случая (угол при вершине бесконечно мал, а длина достаточно велика). Это приводит к созданию согласующих элементов с большими линейными размерами. Вычисления показали, что возможно применение фоконов с оптимальными размерами (значительно меньшей длиной и большим углом при вершине). Эффективность ввода оптической энергии таким фоконом не хуже, чем у идеального.

УДК 621.382 Алахов Е. К., Шишигин Р. В. **Автоматизация и стабилизация режима транзисторного автодина.** — Техника средств связи. Сер. Внутриобъектовая связь (ВОС), 1983, вып. 2, с. 164—165.

Рассмотрен вопрос об автоматическом переходе транзисторного генератора гармонических колебаний в область бифуркаций (при срыве колебаний) и стабилизация режима.

Цена 80 коп.